

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет информационных технологий и управления

Кафедра систем управления

Н. И. Сорока, Г. А. Кривинченко

ТЕЛЕМЕХАНИКА. МОДУЛЯЦИЯ И КОДИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ

*Допущено Министерством образования Республики Беларусь
в качестве учебного пособия для студентов учреждений высшего образования
по специальностям «Информационные технологии и управление
в технических системах», «Электронные системы безопасности»,
«Электронные и информационно-управленческие системы
физических установок»*

В двух частях
Часть 1

Минск БГУИР 2020

УДК 621.398(075)
ББК 32.968я73
С65

Рецензенты:

кафедра радиолокации и приемопередающих устройств
учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»
(протокол №18 от 19.04.2018);

заведующий кафедрой телекоммуникационных систем
учреждения образования «Белорусская государственная академия связи»
кандидат технических наук, доцент С. И. Половения

Сорока, Н. И.

С65 Телемеханика. Модуляция и кодирование информации : учеб. пособие.
В 2 ч. Ч. 1 / Н. И. Сорока, Г. А. Кривинченко. – Минск : БГУИР, 2020. –
184 с. : ил.
ISBN 978-985-543-536-6 (ч. 1).

Рассмотрены спектры периодических и непериодических сигналов, методы и технические средства модуляции и демодуляции, применяемые в системах телемеханики. Большое внимание уделено получению соотношений для инженерных расчетов и оценок. Приведены основные характеристики кодов, дана классификация двоичных кодов, указаны методы представления кодов, рассмотрены технические средства преобразований для непомехозащищенных кодов, кодирования и декодирования корректирующих и частотных кодов.

Предназначено для студентов, а также магистрантов, аспирантов и специалистов, занимающихся проектированием, созданием и эксплуатацией телемеханических комплексов и систем передачи информации.

Издано в двух частях. Часть 1 издания включает разделы 1–5 учебного пособия. Табл. : 9. Ил. : 171. Прил. : 2. Библиогр. : 43.

**УДК 621.398(075)
ББК 32.968я73**

**ISBN 978-985-543-536-6 (ч. 1)
ISBN 978-985-543-535-9**

© Сорока Н. И., Кривинченко Г. А., 2020
© УО «Белорусский государственный
университет информатики
и радиоэлектроники», 2020

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	6
Введение.....	8
В.1 Определение, задачи и проблемы	8
В.2 Типовая структура и конфигурации систем телемеханики	9
В.3 Классификация систем телемеханики	11
1 Общие сведения о сигналах	13
1.1 Основные типы сигналов.....	13
1.2 Спектры периодической последовательности прямоугольных импульсов.....	14
1.3 Преобразование непрерывных сообщений в дискретные сигналы	18
1.4 Модулированные сигналы.....	20
2 Непрерывная модуляция	22
2.1 Амплитудная модуляция	22
2.2 Частотная модуляция	27
2.3 Фазовая модуляция.....	29
2.3.1 Различие ЧМ- и ФМ-колебаний	30
2.4 Спектры сигнала с угловой модуляцией.....	31
2.5 Сравнение АМ-, ЧМ- и ФМ-сигналов	35
2.6 Одновременная модуляция по амплитуде и по частоте	36
2.7 Двукратная модуляция.....	38
2.7.1 АМ-АМ сигналы	38
2.7.2 АМ-ЧМ сигналы	40
2.7.3 ЧМ-АМ сигналы	41
2.7.4 ЧМ-ЧМ сигналы.....	43
3 Импульсная модуляция	45
3.1 Амплитудно-импульсная модуляция	45
3.2 Фазоимпульсная модуляция.....	49
3.3 Широтно-импульсная модуляция	52
3.4 Спектры радиоимпульсов при амплитудной модуляции несущей.....	55
4 Цифровая модуляция (манипулированные сигналы).....	57
4.1 Амплитудная манипуляция	60
4.1.1 Двоичная амплитудная манипуляция	60
4.1.2 <i>M</i> -ичная амплитудная манипуляция	63
4.2 Фазовая манипуляция	64
4.2.1 Двоичная фазовая манипуляция.....	65
4.2.2 Квадратурная фазовая манипуляция.....	67
4.2.3 Квадратурная фазовая манипуляция со смещением	71
4.2.4 Восьмипозиционная квадратурная фазовая манипуляция	72
4.2.5 Относительная квадратурная фазовая манипуляция с фазовым сдвигом $\pi/4$	75
4.2.6 Спектр сигнала с ФМП.....	77
4.3 Частотная манипуляция	79
4.3.1 Двоичная частотная манипуляция	79
4.3.2 Манипуляция с минимальным частотным сдвигом	85
4.3.3 Гауссовская модуляция с минимальным частотным сдвигом	90

4.3.4 Многопозиционная частотная манипуляция	92
4.4 Квадратурная амплитудная модуляция.....	94
4.4.1 Квадратурная амплитудно-фазовая модуляция с подавленной несущей	99
5 Модуляторы и демодуляторы	101
5.1 Амплитудные модуляторы	101
5.1.1 Затворная модуляция.....	101
5.1.2 Стоковая модуляция.....	104
5.2 Детекторы АМ-сигналов	105
5.3 Модуляторы однополосного сигнала	110
5.3.1 Фильтровый метод получения ОАМ-сигнала.....	110
5.3.2 Фазовый метод получения ОАМ-сигнала.....	111
5.4 Детекторы ОАМ-сигнала.....	113
5.5 Частотные модуляторы.....	114
5.5.1 Индуктивно-емкостный генератор, управляемый реактивным током.....	114
5.5.2 Частотный модулятор на варикапе	117
5.5.3 Генератор с индуктивностью, управляемой током	118
5.5.4 Управление частотой генератора изменением сопротивления.....	122
5.5.5 Управление частотой генератора изменением емкости	123
5.6 Детекторы ЧМ-сигналов.....	125
5.6.1 Частотные детекторы на расстроенном контуре	126
5.6.2 Частотный детектор с двумя связанными контурами.....	128
5.6.3 Дробный детектор	130
5.6.4 Импульсно-счетный частотный детектор	131
5.7 Фазовые модуляторы	133
5.7.1 Фазовый модулятор с изменением расстройки колебательного контура.....	133
5.7.2 Импульсно-фазовый модулятор.....	134
5.8 Фазовые детекторы	135
5.8.1 Перемножающие детекторы.....	135
5.8.2 Синхронный детектор	137
5.9 Амплитудно-импульсные модуляторы	138
5.9.1 Модулятор на биполярных транзисторах	138
5.9.2 Модулятор на полевых транзисторах и операционном усилителе	139
5.9.3 Многоканальный модулятор	140
5.10 Детекторы АИМ-сигналов	141
5.10.1 Демодуляция АИМ-сигналов фильтром нижних частот	141
5.10.2 Пиковые детекторы	141
5.10.3 Пиковый детектор на ОУ с запоминанием	142
5.11 Широтно-импульсный модулятор	143
5.11.1 Суммирующий широтно-импульсный модулятор	143
5.11.2 Широтно-импульсный модулятор развертывающего типа.....	144
5.12 Детекторы ШИМ-сигналов	145
5.12.1 Детектор на основе ФНЧ	145
5.12.2 Детектор ШИМ на основе интегратора.....	145
5.12.3 Детектор ШИМ-сигнала сравнивающего типа.....	146
5.13 Фазоимпульсные модуляторы.....	147
5.14 Детекторы ФИМ-сигналов	148
5.15 Дискретный амплитудный модулятор	149
5.16 Детектор АМП-сигналов	149

5.17 Модуляторы ЧМП-сигналов	150
5.17.1 Частотный модулятор с непосредственным воздействием на частоту колебаний	150
5.17.2 Частотный модулятор дискретного действия	151
5.18 Детекторы ЧМП-сигналов	153
5.18.1 Частотный детектор при приеме по огибающей	153
5.18.2 Частотный детектор дискретного действия	154
5.19 Модуляторы ФМП-сигналов	156
5.20 Детекторы ФМП-сигнала	158
5.20.1 Фазовые детекторы дискретного действия	159
5.20.2 Формирование опорного напряжения по Пистолькорсу	160
5.20.3 Фазовращатель	161
5.21 Демодуляторы M -ичной амплитудной манипуляции	162
5.22 Демодуляторы M -ичной фазовой манипуляции	163
5.23 Демодулятор квадратурной амплитудной манипуляции	166
5.24 Демодуляторы многопозиционной частотной манипуляции	167
5.25 Цифровой согласованный фильтр	173
Приложение А Значение функций Бесселя $J_1(M)$ при изменении M от 0 до 20	177
Приложение Б Наиболее часто применяемые формулы	180
Литература	181

ПРЕДИСЛОВИЕ

За последние годы произошло существенное совершенствование систем телемеханики и расширение областей их применения. В настоящее время для построения систем телемеханики широко применяются программируемые логические контроллеры, специализированные и универсальные цифровые вычислительные машины.

Современная телемеханика решает широкий круг проблем, связанных с получением, преобразованием, передачей и обработкой информации, используемой при управлении удаленными объектами, определением состояния таких объектов при изучении физических процессов в местах, где непосредственное присутствие наблюдателя затруднено или невозможно (атомные электростанции и беспилотные летательные аппараты).

Особенно возрастает роль телемеханики в связи с реализацией намеченных в Республике Беларусь широких планов и программ автоматизации производства, внедрением автоматизированных методов и средств контроля качества продукции, исследованием природных ресурсов Земли с использованием различного рода летательных аппаратов, строительством атомной электростанции, наземных и подводных автоматических станций наблюдения, исследованием сейсмической активности различных районов, изучением воздушного и космического пространств, управлением автомобильным и коммунальным хозяйством, диспетчеризацией систем жизнеобеспечения объектов повышенной важности и т. д.

Сложность технических объектов оборонной промышленности приводит к необходимости контроля большого числа параметров, характеризующих состояние и режимы работы отдельных агрегатов в процессе испытаний военной техники и вооружения, при управлении автоматизированными техническими системами в процессе решения целевых задач. Вместе с этим в процессе совершенствования техники к средствам телемеханики предъявляются все более возрастающие требования в отношении точности, надежности данных и оперативности их получения. Немаловажную роль играют средства визуализации. Применение в системах телемеханики цветных мониторов вместо мнемощитов или в дополнение к ним и появление программных решений и подходов, связанных с методами интеллектуальной визуализации, приводят к повышению эффективности диспетчерских служб, делая работу персонала более производительной, комфортной и эргономичной.

Повышенные требования предъявляются к системам телемеханики в области защиты информации от помех, сжатия данных, криптографического и стенографического закрытия информации и самоконтроля, позволяющего обнаруживать сбои в самой системе.

Системы телемеханики используются как самостоятельно, так и в составе автоматизированных систем управления различных уровней.

В связи с широким спектром областей применения средств телемеханики расширяется круг специалистов, обладающих знанием методов и принципов построения систем телеизмерения, телеуправления, телесигнализации, телерегули-

рования и передачи данных. Эта категория студентов, инженеров и научных работников нуждается в систематизированном изложении вопросов теории и практики систем телемеханики. В Республике Беларусь до настоящего времени отсутствуют книги белорусских авторов по данной тематике.

Книга является учебным пособием по дисциплине «Телемеханика» и соответствует первым двум разделам программы этой дисциплины для специальности «Информационные технологии и управление в технических системах». Учебное пособие состоит из 10 разделов и шести приложений.

В первом разделе приведены общие сведения о сигналах: спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов, преобразование непрерывных сообщений в дискретные сигналы.

Во втором, третьем и четвертом разделах рассматриваются непрерывные, импульсные и цифровые виды модуляции, приводятся их аналитические выражения, спектры и определяется практическая полоса частот.

В пятом разделе проиллюстрированы практические схемы модуляторов и демодуляторов и рассмотрены принципы их работы.

Шестой и седьмой разделы посвящены теоретическим вопросам представления сообщений в простых и корректирующих кодах.

В восьмом, девятом и десятом разделах рассматриваются вопросы преобразователей кода в код и технические средства кодирования и декодирования временных и частотных кодов.

В приложениях приведены значения функций Бесселя от 0 до 20, наиболее часто применяемые формулы, неприводимые многочлены и их эквиваленты, минимальные многочлены циклических кодов и экспресс-тесты для проверки усвоения лекционного материала.

Авторы надеются, что учебное пособие позволит студентам быстрее и правильнее ориентироваться при решении тех или иных вопросов в процессе учебно-исследовательской работы, курсового и дипломного проектирования.

Авторы признательны кафедре радиолокации и приемопередающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь» в лице исполняющего обязанности начальника кафедры кандидата технических наук Р. А. Гуцева и начальника цикла кандидата технических наук доцента В. Ф. Белевича, а также заведующему кафедрой телекоммуникационных систем учреждения образования «Белорусская государственная академия связи» кандидату технических наук С. И. Половене за деловую критику и замечания, которые были учтены при окончательной подготовке рукописи к печати.

ВВЕДЕНИЕ

В.1 Определение, задачи и проблемы

Термин телемеханика происходит от двух греческих слов: *tele* – расстояние, *mechanica* – искусство, т. е. умение управлять объектами на расстоянии. Он был введен в 1905 г. французским инженером Э. Бранли.

Телемеханика вместе с такими научно-техническими отраслями, как связь и автоматика, определяет принципы построения автоматизированных и автоматических систем управления пространственно распределенными техническими процессами. Международный электротехнический словарь [1] определяет: «**Телемеханика – контроль и управление оперативными объектами на расстоянии посредством преобразования управляющих воздействий и контролируемых параметров в сигналы, передаваемые по каналам связи**».

Средства телемеханики решают две основные задачи:

- **передачу технологической, известительной и командной информации** (измерение текущих и интегральных значений контролируемых параметров, сигнализация состояния оборудования, буквенно-цифровые сообщения о ходе процессов, команды управления и регулирования);

- **передачу производственно-статистической информации** для целей планирования и управления работой промышленных и торговых предприятий, продажи билетов на автомобильный, авиационный и железнодорожный транспорт, бронирования мест в гостиницах и т. п.

Характеристики, отличающие системы телемеханики от местных систем управления, следующие:

- использование каналов связи с ограниченной шириной полосы пропускания в условиях высокого уровня помех;

- требование оптимального соотношения между скоростью и надежностью передачи информации для обеспечения передаваемого количества данных и заданного времени передачи;

- централизованность управления многочисленными территориально распределенными объектами.

В телемеханике при передаче информации возникают следующие проблемы:

- **достоверности**, т. е. передачи информации с малыми искажениями;

- **эффективности**, т. е. нахождения наилучших методов и способов использования аппаратуры и линии связи при передаче большого количества информации;

- **экономичности**, т. е. построения простых и дешевых устройств, обеспечивающих наибольшее количество передаваемой информации при наименьших затратах;

- проблемы, связанные с высоким уровнем помех из-за большой протяженности каналов связи и сети и в ряде случаев разнотипных каналов связи.

Телемеханика применяется практически во всех сферах деятельности человека, в первую очередь при работе объектов в труднодоступных местах и на вредных для здоровья человека производствах, в последнее время широкое применение получила в логистике, телематике, навигации и управлении беспилотными летательными аппаратами.

В.2 Типовая структура и конфигурации систем телемеханики

Структуру системы следует понимать как иерархический порядок ее основных элементов и их взаимодействий, что в совокупности составляет систему и определяет ее характеристики. Конфигурация системы представляет собой определенное расположение телемеханических станций и связей между ними.

Основные элементы систем телемеханики (СТМ) – это аппаратные и поддерживающие их работу программные средства, выполняющие функции сбора, передачи, обработки и отображения информации о состоянии обслуживаемого технологического процесса. На рисунке В.1 на примере простейшей СТМ с конфигурацией типа «точка – точка» показан состав структурных элементов: аппаратура связи с процессом, выполняющая функции ввода-вывода аналоговых и дискретных сигналов измерения, сигнализации, управления и регулирования; устройства телемеханики (УТМ) контролируемого пункта (КП); аппаратура передачи данных (АПД) со стороны контролируемого и контролирующего пунктов; УТМ контролирующего пункта (далее – пункта управления, (ПУ)); аппаратура автоматизированных рабочих мест (АРМ) лиц, принимающих управленческие решения (операторов/диспетчеров), решающая задачи обработки и архивирования данных и организации человеко-машинного интерфейса (HMI/SCADA). В структуре СТМ «в широком смысле» выделены канал данных и СТМ «в узком смысле». Структурное выделение канала данных предполагает, что среда передачи сигнала выбирается из ряда альтернатив: она может быть выделенной, арендуемой или общего пользования. СТМ в узком смысле – это уровень создания телемеханической сети.

Для передачи информации в канале данных определены три типа трафика: **симплексный** (передачи производятся только в одном направлении – от КП к ПУ); **полудуплексный** (передача от КП к ПУ и от ПУ к КП осуществляется поочередно); **дуплексный** (передачи по каждому направлению осуществляются по независимым каналам связи).

Исходя из определения термина «телемеханика» и структурной схемы (см. рисунок В.1) приведем определения основных понятий в области телемеханики.

Центральный пункт управления (ЦПУ) – это телемеханический пункт управления, с которого осуществляется контроль и управление всеми объектами иерархической телемеханической сети.

Пункт управления (ПУ) – пункт, с которого осуществляется управление объектами контролируемых телемеханических пунктов и контроль их состояния.

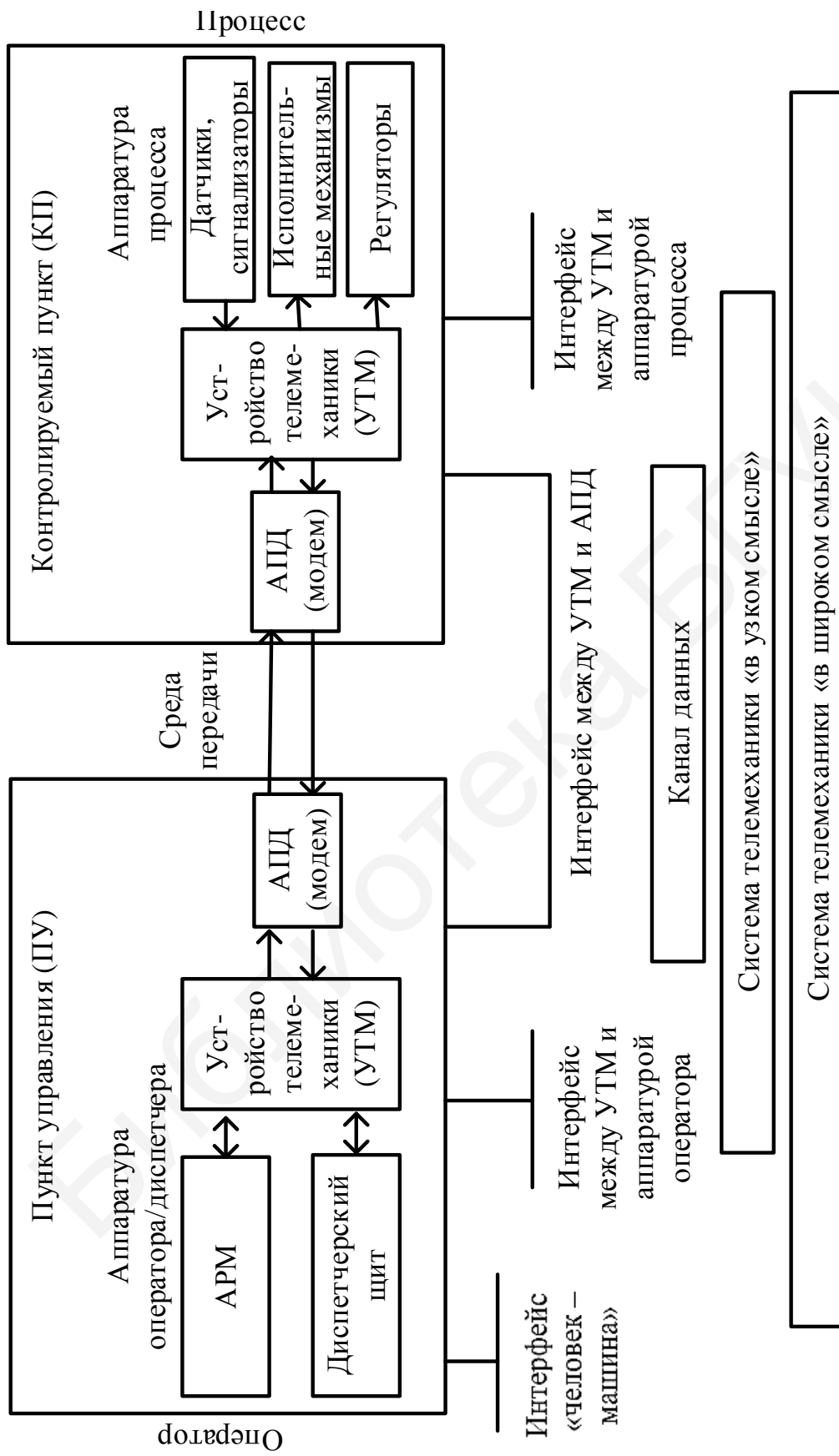


Рисунок В.1 – Типовая структура СТМ (конфигурация «точка – точка»)

Контролируемый пункт (КП) – место размещения объектов, контролируемых или управляемых средствами телемеханики.

Комплекс устройств телемеханики – совокупность устройств ПУ и КП, предназначенных для совместного применения в телемеханических системах.

Телемеханическая система – совокупность устройств ПУ и КП, периферийного оборудования, необходимых линий и каналов связи, предназначенных для совместного выполнения телемеханических функций.

Телемеханическая сеть – совокупность устройств телемеханики и объединяющих их каналов связи.

В.3 Классификация систем телемеханики

Телемеханические системы классифицируются по выполняемым функциям, виду и расположению объектов управления и контроля, конфигурации линий связи, используемым каналам связи, дальности, характеру и способу передачи сообщений.

Под **выполнением функций** понимается исполнение системой различных категорий информационных сообщений. В зависимости от этого системы телемеханики подразделяются на системы **телеуправления (ТУ)**, **телесигнализации (ТС)**, **телеизмерения (ТИ)**, **телерегулирования (ТР)** и **передачи данных (ПД)** по каналам (линиям) связи телемеханической сети.

При этом число объектов измерения, сигнализации, управления и регулирования, число источников данных, от (для) которых может передавать информацию устройство телемеханики, принято **называть информационной емкостью устройства телемеханики**.

ТУ – управление положением или состоянием дискретных объектов и объектов с непрерывным множеством состояний методами и средствами телемеханики. В связи с этим ТУ подразделяется на **двухпозиционное телеуправление** и **телеуправление объектами, имеющими более двух возможных состояний**.

ТС – получение информации о состоянии контролируемых и управляемых объектов, имеющих ряд возможных дискретных состояний, методами и средствами телемеханики.

ТИ – получение информации о значениях измеряемых параметров контролируемых и управляемых объектов методами и средствами телемеханики.

ТР телеуправление объектами с непрерывным множеством состояний.

ПД – получение информации, представленной в форме, воспринимаемой для формальной обработки автоматическим устройством или человеком.

По способу передачи сообщения СТМ подразделяются на **одноканальные** и **многоканальные**. В первых сигнал соответствует одному сообщению об определенном объекте управления или контроля, во вторых – ряду сообщений, относящихся к различным объектам управления и контроля.

По характеру сообщения СТМ делятся на **дискретные** и **непрерывные**.

Полная классификация систем телемеханики приведена на рисунке В.2.

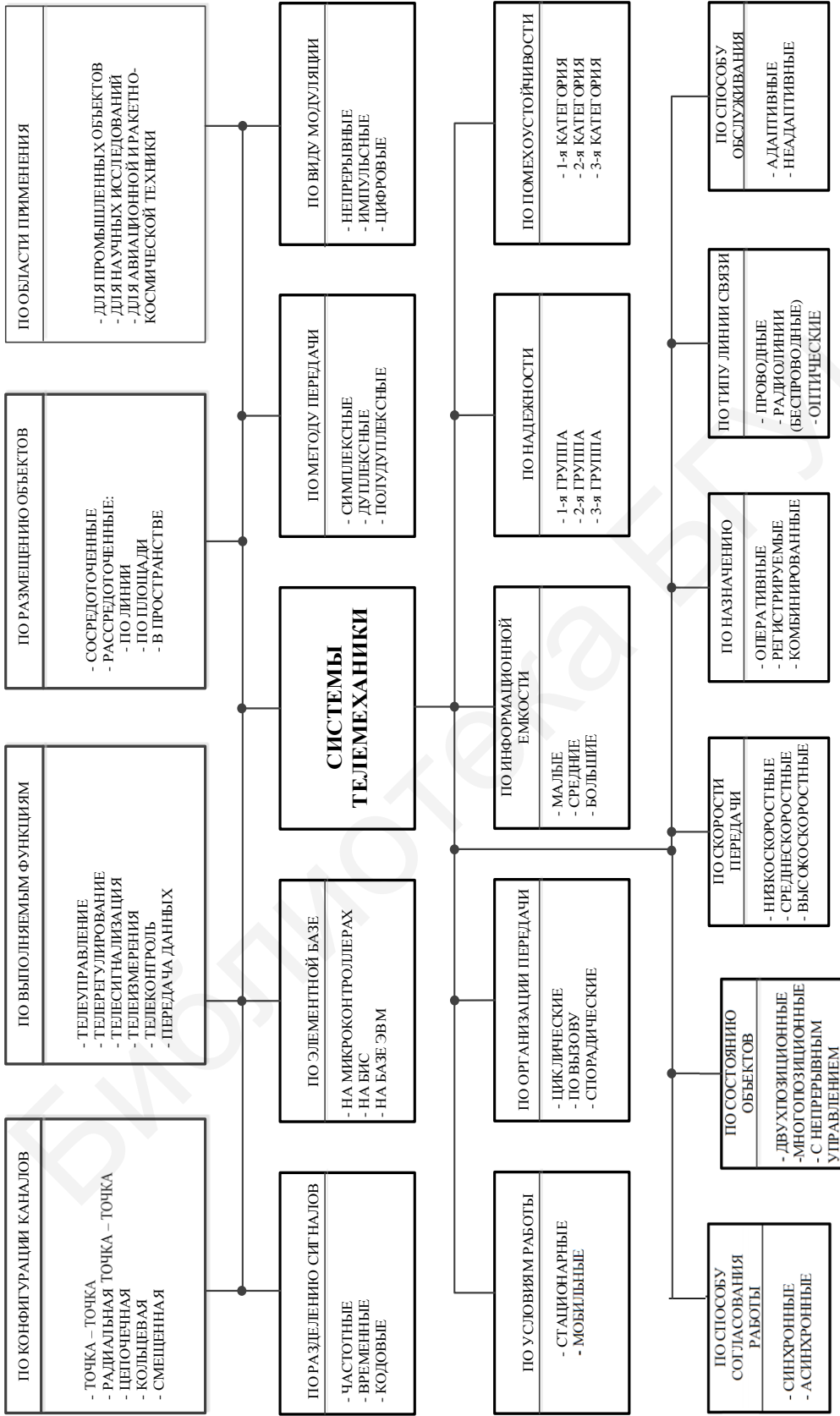


Рисунок В.2 – Классификация систем телемеханики

1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СИГНАЛАХ

1.1 Основные типы сигналов

В системах автоматики и телемеханики, проводной и радиосвязи сигнал передается на более или менее далекое расстояние чаще всего в виде электромагнитного возмущения. Поэтому физической величиной, определяющей характер сигнала, обычно является напряжение (или ток), изменяющееся во времени по определенному закону, отображающему передаваемое сообщение. В теоретических исследованиях сигнал независимо от его физической природы заменяется математическим представлением в виде некоторой функции времени, описывающей закон изменения во времени, заложенный в реальном сигнале.

Сигнал будем называть регулярным, если его математическим представлением является заранее заданная функция времени $f(t)$. Другими словами, регулярный сигнал соответствует известному сообщению.

Изучение свойств различного вида регулярных сигналов, связанных с их передачей, позволяет перейти к исследованию более сложных сигналов, имеющих характер случайных процессов.

Выражение регулярного сигнала определенной функцией времени называют временным представлением сигнала. Форма записи функции может быть различной. В частности, при некоторых ограничениях функция времени, заданная на некотором отрезке времени, может быть представлена в виде тригонометрического ряда, каждый член которого является простейшей гармонической функцией времени (косинус, синус). Эти функции называются гармониками, и каждой из них принадлежат определенные амплитуда, частота и фаза. Множество амплитуд, частот и фаз называют спектром рассматриваемого сигнала. Функция времени находится в однозначном соответствии с принадлежащим ей спектром. На этом основании временное представление сигнала может быть заменено так называемым частотным представлением. Оба представления адекватны. Выбор того или иного представления зависит от физических и математических особенностей рассматриваемой задачи.

К основным типам регулярных сигналов относятся: периодический, почти периодический и непериодический.

Периодический сигнал представляется функцией времени, удовлетворяющей условию

$$f(t) = f(t+T), \quad (1.1)$$

где t – любой момент времени на интервале $-\infty \leq t \leq +\infty$;

T – некоторая постоянная.

Наименьший конечный промежуток времени T , удовлетворяющий условию (1.1), называется периодом.

Простейшим и наиболее распространенным периодическим сигналом является гармонический сигнал, выраженный косинусоидальной (или синусоидальной) функцией времени:

$$U(t) = U_m \cos(\Omega_1 t + \varphi_1), \text{ или } U(t) = U_m \sin(\Omega_1 t + \Psi_1), \quad (1.2)$$

где $U(t)$ – мгновенное значение напряжения;

U_m – амплитуда напряжения;

$\Omega_1 = 2\pi/T$ – угловая частота;

T – период;

Ψ_1 – начальная фаза;

$\varphi_1 = \Psi_1 - 90^\circ$.

Непериодическим называется регулярный сигнал, определяемый непериодической функцией, т. е. функцией, которая не удовлетворяет условию (1.1) на всем интервале времени $-\infty \leq t \leq +\infty$. Такой сигнал представляется функцией, заданной в пределах конечного ($t_1 \leq t \leq t_2$) или полубесконечного ($t_1 \leq t < \infty$) промежутка времени, вне которого она принимается тождественно равной нулю. Форма сигнала может быть практически любой и, в частности, обладать периодичностью в пределах времени своего существования (например, конечный или полубесконечный отрезок синусоиды).

В зависимости от структуры информационных параметров различают сигналы:

- 1) непрерывные по множеству и времени, или просто непрерывные;
- 2) дискретные по множеству и времени, или просто дискретные;
- 3) непрерывные по времени и дискретные по множеству;
- 4) непрерывные по множеству и дискретные по времени.

1.2 Спектры периодической последовательности прямоугольных импульсов

Представить сигнал с заданным периодом T рядом Фурье – это значит найти амплитуды и начальные фазы всех его гармонических составляющих. Совокупность амплитуд называют спектром амплитуд, а совокупность начальных фаз – спектром фаз. Во многих частных случаях достаточно рассчитать только спектр амплитуд сигнала, который для краткости назовем просто спектром.

Определим спектр периодической последовательности прямоугольных импульсов (рисунок 1.1), которая широко применяется при передаче информации длительностью τ и с периодом T .

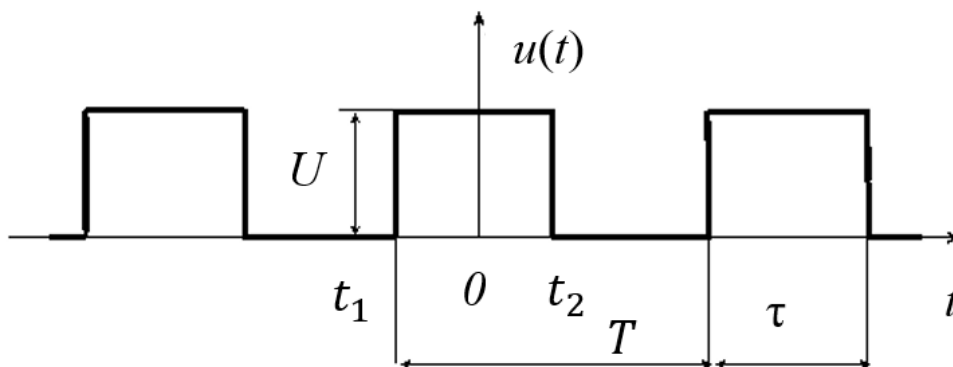


Рисунок 1.1 – Периодическая последовательность прямоугольных импульсов

Напряжение такой формы действует в каналах связи и часто рассматривается как основной периодический сигнал при исследовании передачи информации по линии связи.

Напряжение можно представить рядом Фурье [29]:

$$u(t) = U \left(\frac{\tau}{T} + \frac{2}{\pi} \left(\sin \frac{\tau}{T} \pi \cos \Omega_1 t + \frac{1}{2} \sin 2 \frac{\tau}{T} \pi \cos 2 \Omega_1 t + \frac{1}{3} \sin 3 \frac{\tau}{T} \pi \cos 3 \Omega_1 t + \dots \right) \right) = U \frac{\tau}{T} \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} 2 \frac{\sin k \Omega_1 t \tau / 2}{k \Omega_1 t \tau / 2} \cos k \Omega_1 t \right). \quad (1.3)$$

Спектр амплитуд A_k сигнала изображают в виде спектральных линий, длины которых пропорциональны амплитудам гармоник (рисунок 1.2).

Такой спектр называют линейчатым или дискретным.

Непрерывная кривая, соединяющая концы линий спектра и показанная на рисунке 1.2 пунктиром, носит название огибающей спектра амплитуд, которая определяется уравнением

$$A(\Omega) = \frac{2U\tau}{T} \left| \frac{\sin(\Omega\tau/2)}{\Omega\tau/2} \right|, \quad (1.4)$$

где $\Omega = k\Omega_1$ для k -й гармоники.

Кроме того, из (1.3) и рисунка 1.2 следует, что периодическую последовательность прямоугольных импульсов можно рассматривать как результат наложения друг на друга бесконечного количества гармоник с частотами, кратными основной частоте $\Omega_1 = 2\pi/T$, а также постоянной составляющей. Амплитуды гармонических составляющих, кратных скважности Q , равны нулю (например, амплитуды четных гармоник на рисунке 1.2 при $Q = 2$ и шестой, двенадцатой и т. д. при $Q = 6$).

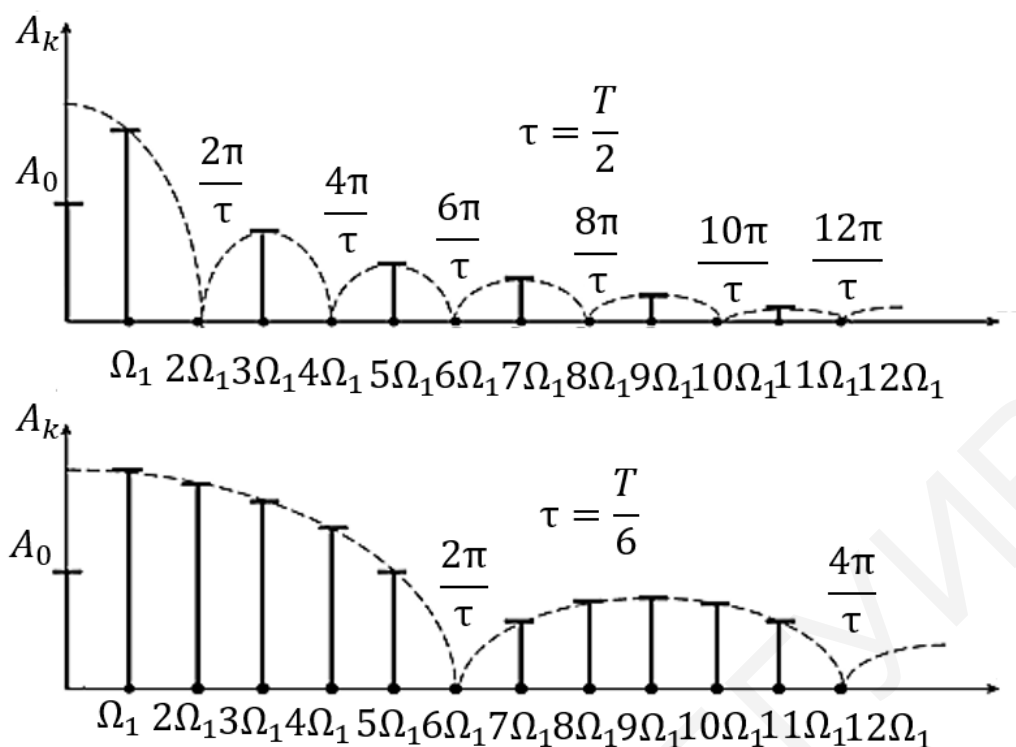


Рисунок 1.2 – Спектры периодически повторяющихся прямоугольных импульсов при скважностях $Q = 2$ и $Q = 6$

С изменениями длительности импульса τ при том же периоде T следования импульсов или с изменением периода T при постоянной длительности τ спектр существенно преобразуется. Если длительность импульса растет, то увеличивается удельный вес постоянной составляющей и гармоник с небольшими порядковыми номерами, а удельный вес высших гармоник падает. Если, наоборот, уменьшить длительность импульса τ , то удельный вес гармоник с небольшим порядковым номером уменьшается, а удельный вес высших гармоник растет.

При изменении не длительности импульсов τ , а периода их повторения T спектр амплитуд становится реже или гуще. Так, с увеличением периода T основная частота уменьшается ($\Omega_1 = 2\pi/T$) и спектр становится гуще.

Теоретически, как указывалось ранее, для большинства периодических функций спектр неограничен, т. е. для передачи сигналов телемеханики без изменения формы необходимы бесконечно большая полоса пропускания канала связи и отсутствие амплитудных и фазовых искажений. Практически все каналы связи имеют ограниченную полосу пропускания, и форма сигналов при передаче по каналу изменяется даже при отсутствии в этой полосе амплитудных и фазовых искажений. Очевидно, что важно передать ту часть спектра сигнала, которая содержит гармонические составляющие с относительно большими амплитудами. В связи с этим вводится понятие практической ширины спектра сигнала. Под практической шириной спектра сигнала понимается та область частот, в пределах которой лежат гармонические составляющие сигнала с амплитудами, превышающими наперед заданную величину.

Поскольку средняя мощность, выделяемая сигналом на активном сопротивлении, равном 1 Ом, складывается из мощностей, выделяемых на этом сопротивлении постоянной A_0 и гармоническими A_k составляющими,

$$P_{\text{ср}} = A_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_k^2}{2}, \quad (1.5)$$

практическая ширина спектра с энергетической точки зрения может быть определена как область частот, в пределах которой сосредоточена подавляющая часть мощности сигнала (обычно не менее 90 %).

Ограничение спектра сигнала оказывает также влияние на его форму. Для иллюстрации на рисунке 1.3 показано изменение формы прямоугольных импульсов при сохранении в спектре только постоянной составляющей и первой гармоники (рисунок 1.3, б), при ограничении спектра частотой $3\Omega_1$ (рисунок 1.3, в) и при ограничении спектра частотой $5\Omega_1$ (рисунок 1.3, г). Как следует из рисунка, чем круче должен быть фронт импульса, тем большее число высших гармонических составляющих должно входить в состав сигнала.

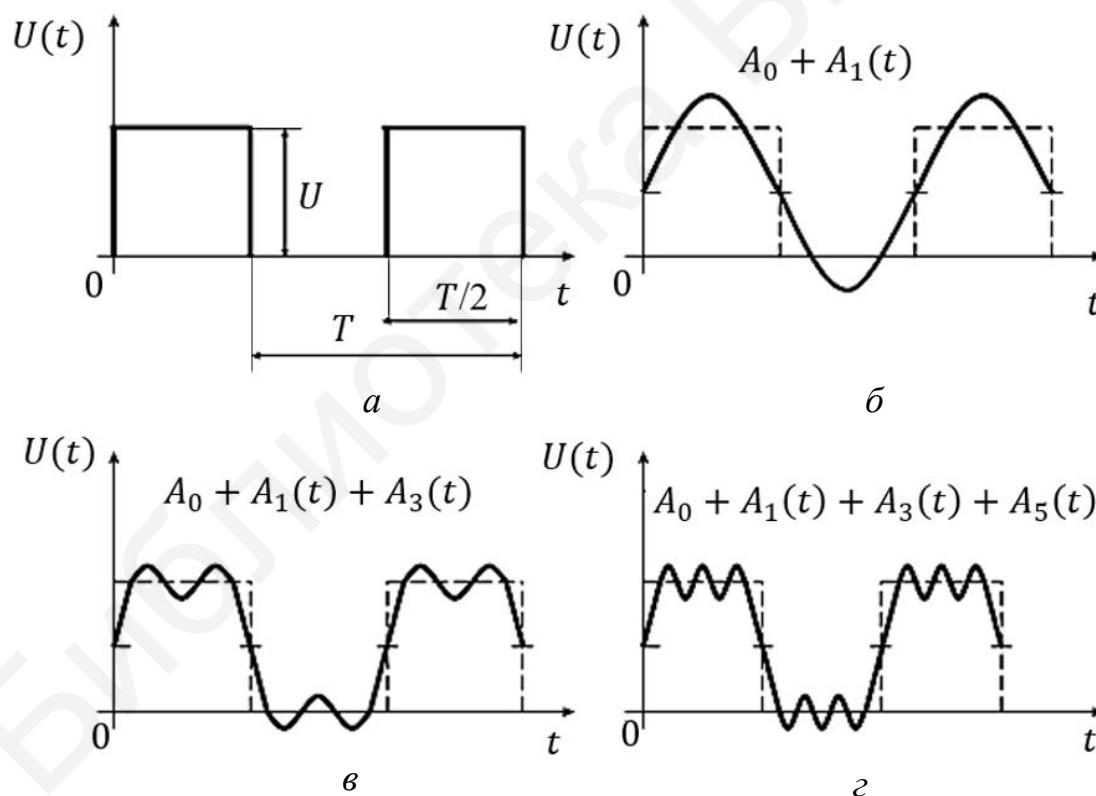


Рисунок 1.3 – Формы сигнала при ограничении спектра последовательности прямоугольных импульсов

Рассмотренная зависимость формы периодического сигнала от количества суммируемых гармоник показывает, что при выборе практической ширины спектра сигнала нельзя ограничиваться только энергетическими соображениями. Необходимо учитывать требования к сигналу на выходе системы как с

энергетической точки зрения, так и с точки зрения сохранения его формы. В общем случае практическая ширина спектра сигнала выбирается из условия

$$\Delta\omega = 2\pi\mu / \tau,$$

где μ – коэффициент формы импульса; $\mu = (0,5 \dots 2)$, при $\mu = 1$ обеспечивается передача около 90 % всей энергии сигнала.

Итак, мы рассмотрели как сообщения (первичные сигналы), которые применяются в телемеханике, так и переносчики, с помощью которых они передаются. Прежде чем переходить к изучению методов образования сигналов, остановимся на некоторых вопросах преобразования непрерывных сообщений в дискретные. Такое преобразование имеет место в цифровых телеизмерительных системах, в системах связи при передаче речи, музыки, телевизионных изображениях и т. п.

1.3 Преобразование непрерывных сообщений в дискретные сигналы

Непрерывные сообщения представляют собой непрерывные функции времени с бесконечным числом промежуточных точек. Для передачи таких сообщений без погрешности необходим канал связи с бесконечной пропускной способностью. На практике всегда передача сообщений осуществляется с ограниченными спектром частот и точностью, так как все каналы имеют ограниченную пропускную способность.

Если непрерывное сообщение имеет ограниченный спектр частот, оно всегда может быть передано своими значениями в отдельные моменты времени, т. е. может быть превращено в дискретное во времени сообщение, состоящее из последовательного во времени ряда значений.

Возможность такой замены была впервые установлена и сформулирована в 1933 г. В. А. Котельниковым в виде следующей теоремы: «Если функция $f(t)$ не содержит частот выше F_{\max} Гц, то она полностью определяется своими мгновенными значениями в моменты времени, отстоящие друг от друга на $1/2F_{\max}$ », т. е.

$$\Delta t \leq 1/2F_{\max}. \quad (1.6)$$

Функцию с ограниченным спектром можно записать в виде тригонометрического ряда:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(k\Delta t) \frac{\sin 2\pi F_{\max}(t - k\Delta t)}{2\pi F_{\max}(t - k\Delta t)}, \quad (1.7)$$

где k – порядковый номер отсчета функции.

При этом функция вполне определяется своими мгновенными значениями $f(k\Delta t)$, отсчитанными через равные интервалы времени Δt , называемые интервалами дискретизации (рисунок 1.4).

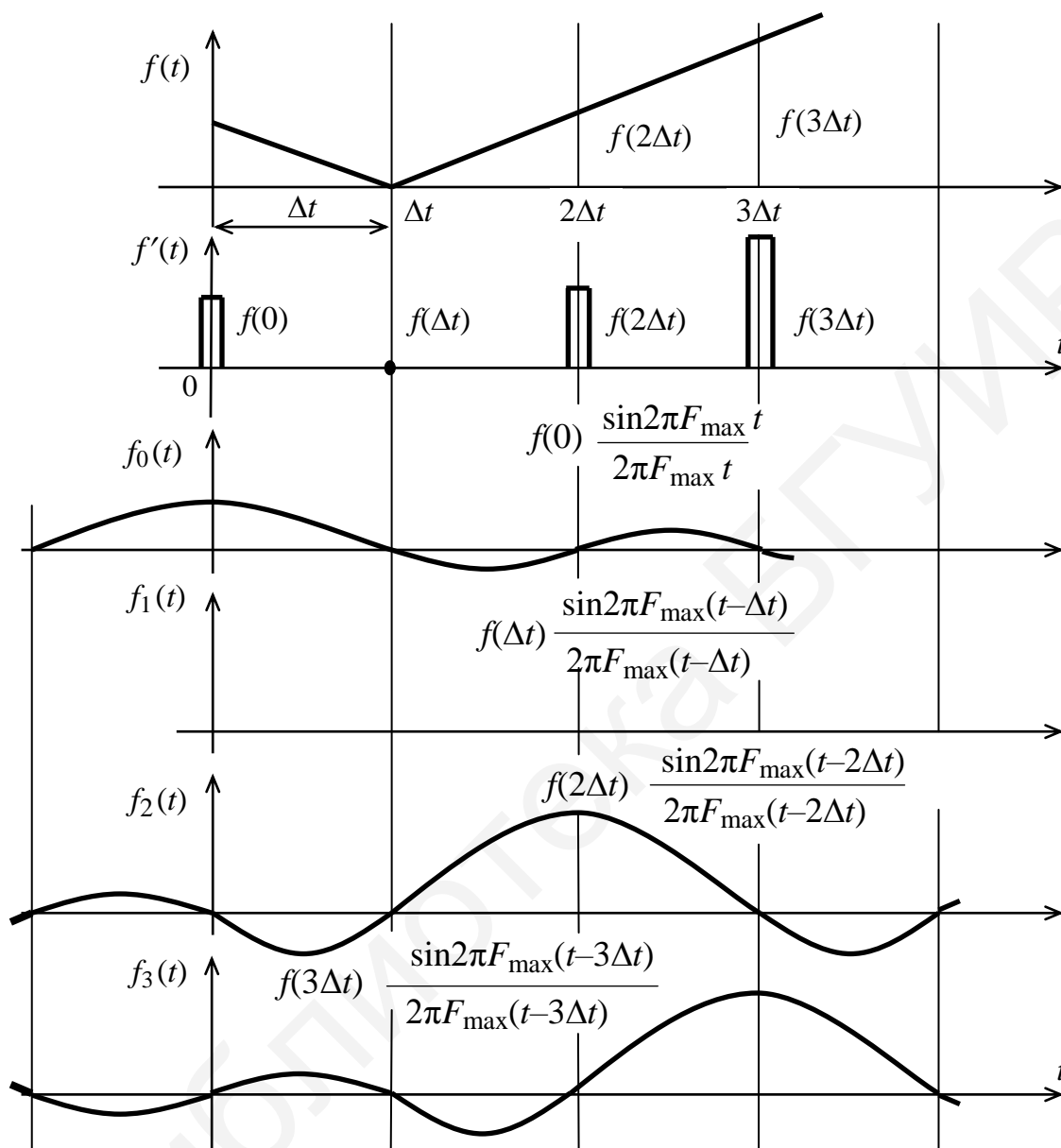


Рисунок 1.4 – Разложение функции $f(t)$ с ограниченным спектром частот по В. А. Котельникову

Свойства ряда (1.7) основываются на свойстве функции $\sin x / x$, равной единице при $x = 0$, и равной нулю при x , кратных π ($180, 360, 540^\circ$ и т. д.).

Физический смысл преобразования состоит в том, что каждый член ряда (1.7) представляет собой отклик идеального фильтра нижних частот с граничной частотой среза F_{\max} на очень короткий импульс, возникающий в момент времени $k\Delta t$ (см. рисунок 1.4) и имеющий площадь, равную мгновенному значению функции $f(t)$.

Интересным свойством ряда (1.7) является то, что значения ряда в момент $k\Delta t$ определяются только k -м членом ряда, так как все другие члены в этот момент времени обращаются в нуль:

$$\frac{\sin 2\pi F_{\max}(t - k\Delta t)}{2\pi F_{\max}(t - k\Delta t)} = \begin{cases} 1, & \text{при } t = k\Delta t \\ 0, & \text{при } t = i\Delta t (i \neq k). \end{cases} \quad (1.8)$$

Следовательно, несмотря на то что выходные функции перекрываются, значением заданной функции в момент отсчета является только одно из ее значений.

Согласно теореме Котельникова для однозначного представления функции с ограниченным спектром на интервале времени T достаточно иметь N значений этой функции, т. е.

$$N = T / \Delta t = 2F_{\max} T. \quad (1.9)$$

Аналогичные результаты можно получить для функций со спектром частот в промежутке от F_1 до F_2 .

Таким образом, непрерывное сообщение сводится к сигналу в виде последовательности импульсов, амплитуда которых равна значению исходной функции, передаваемой в дискретные моменты времени $k\Delta t$, а интервалы между ними $\Delta t = 1/2 F_{\max}$.

При выполнении условия (1.6) непрерывная и дискретная во времени функции обратимы между собой (тождественны).

Для преобразования дискретной функции в непрерывную нужно включить идеальный фильтр частот с частотой среза, равной F_{\max} .

Рассмотренный процесс преобразования непрерывного сообщения в дискретный во времени сигнал называется дискретизацией во времени.

В заключение следует отметить, что при определении на практике интервала дискретизации теорему Котельникова можно применять с поправкой

$$\Delta t \gg 1/(\eta 2F_{\max}), \quad (1.10)$$

где η – коэффициент, зависящий от точности воспроизведения функции и способа интерполяции, при линейной интерполяции $\eta_{\text{л}} = 0,75 / \sqrt{\delta_{\text{отн}}}$, при ступенчатой $\eta_{\text{ст}} = (3...5)\eta_{\text{л}}$ (относительная погрешность воспроизведения).

1.4 Модулированные сигналы

Для передачи информации требуется, чтобы сигналы имели параметры селекции и информационные параметры. Параметры селекции позволяют выделить полезный сигнал из совокупности сигналов и помех. Информационные параметры служат для переноса сообщений. Управление информационным параметром переносчика в соответствии с законом изменения переда-

ваемого сообщения называют модуляцией. Выделение переданного сообщения из сигнала называют демодуляцией.

Основное назначение модуляции – преобразование или перенос сигнала из области более низких частот в область более высоких частот для передачи с помощью радиосвязи или многоканальных кабельных линий. Последние могут иметь металлическое или оптоволоконное исполнение.

В зависимости от функциональной формы и числа параметров переносчика может быть большое число различных методов модуляции. Например, если переносчиком является гармоническое колебание, характеризуемое амплитудой, частотой и фазой, то можно осуществить амплитудную, частотную и фазовую модуляции. Применяют и комбинированную модуляцию, когда в соответствии с изменением передаваемого сигнала одновременно изменяются два независимых параметра переносчика. Независимо от вида модуляции необходимо, чтобы один из параметров сигнала оставался постоянным для целей селекции из множества других сигналов и помех.

Если под действием передаваемого сигнала информационный параметр переносчика изменяется непрерывно, то модуляция называется непрерывной. К непрерывным видам модуляции относят амплитудную, частотную и фазовую модуляцию гармонического колебания. Если в роли переносчика используют периодическую последовательность импульсов, то модуляцию называют импульсной. Различают амплитудно-импульсную, частотно-импульсную, широтно-импульсную и фазоимпульсную модуляции. Если при модуляции информационный параметр принимает счетное число значений, то такую модуляцию называют дискретной или цифровой. К дискретным видам относятся амплитудная, частотная и фазовая модуляции (манипуляции). Если счетные значения пронумеровать в виде цифр и передать их по линии связи, то можно говорить об импульсно-кодовой модуляции.

Основной задачей управления информационными параметрами сигналов является разработка методов анализа и синтеза модуляторов и демодуляторов (модемов).

2 НЕПРЕРЫВНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Сигнал несущей частот, если он синусоидальный, может быть представлен в виде гармонического колебания:

$$U_{\text{н}}(t) = U_{\omega_1} \cos(\omega_1 t + \varphi_0) = U_{\omega_1} \cos(2\pi F_1 t + \varphi_0) = U_{\omega_1} \cos \theta(t), \quad (2.1)$$

где ω_1 – угловая частота;
 U_{ω_1} – амплитуда носителя;
 φ_0 – произвольная фаза;
 F_1 – линейная частота;
 $\theta(t)$ – полный угол, $\theta(t) = 2\pi F_1 t + \varphi_0$.

Если по закону модулирующего сообщения (первичного сигнала) менять амплитуду U_{ω_1} или полный угол $\theta(t)$, то получим соответственно амплитудную (АМ) и угловую модуляции.

Угловая модуляция может быть реализована двумя путями: с помощью фазовой модуляции (ФМ), когда фаза φ_0 изменяется в соответствии с амплитудой модулирующего сигнала, и частотной модуляции (ЧМ), когда частота несущей изменяется пропорционально амплитуде модулирующего сообщения. Иногда в системах телемеханики возникает необходимость одновременно изменять по закону модулирующего сообщения два параметра носителя.

Рассмотрим более подробно АМ, ЧМ, ФМ и одновременную модуляцию по амплитуде и по частоте.

2.1 Амплитудная модуляция

Изменение амплитуды носителя по закону передаваемого сообщения называется амплитудной модуляцией.

Если модулирующее сообщение (полезное сообщение) описывается выражением

$$C(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t = U_{\Omega} \cos 2\pi F t, \quad (2.2)$$

а носитель – выражением

$$U_{\text{н}}(t) = U_{\omega_1} \cos \omega_1 t = U_{\omega_1} \cos 2\pi F_1 t, \quad (2.3)$$

то, согласно определению АМ, амплитуда носителя будет изменяться по закону полезного сообщения $C(t)$:

$$U_{\omega_1}(t) = U_{\omega_1} + kC(t). \quad (2.4)$$

Подставим (2.4) в (2.3) и получим выражение для АМ-сигнала:

$$U_{AM}(t) = (U_{\omega_1} + kC(t)) \cos \omega_1 t, \quad (2.5)$$

где k – коэффициент пропорциональности, устанавливающий связь между амплитудой модулирующего сообщения и изменением амплитуды носителя.

Подставив (2.2) в (2.5), получим

$$U_{AM}(t) = U_{\omega_1} \left(1 + \frac{kU_{\Omega}}{U_{\omega_1}} \cos \Omega t \right) = U_{\omega_1} (1 + m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_1 t, \quad (2.6)$$

где m_{AM} – коэффициент глубины амплитудной модуляции, или просто коэффициент модуляции, $m_{AM} = kU_{\Omega}/U_{\omega_1}$.

Для того чтобы модуляция была без искажений, коэффициент модуляции m_{AM} не должен быть больше единицы, т. е. $m_{AM} \leq 1$. При $m_{AM} > 1$ наступает перемодуляция, при которой форма огибающей не повторяет закон изменения исходного сигнала, кроме того, в точках перемодуляции фаза носителя изменяется на $\Delta\varphi = 180^\circ$ (временная диаграмма, на рисунке 2.1, з).

Временные диаграммы $C(t)$, $U_H(t)$, $U_{AM}(t)$ показаны на рисунке 2.1, а–в. Из временной диаграммы для АМ сигнала следует, что

$$m_{AM} = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}}.$$

Заменив в выражении (2.6) произведение косинусов (см. приложение Б), получим, что

$$U_{AM} = U_{\omega_1} \cos \omega_1 t + \frac{m_{AM}}{2} U_{\omega_1} \cos(\omega_1 + \Omega)t + \frac{m_{AM}}{2} U_{\omega_1} \cos(\omega_1 - \Omega)t, \quad (2.7)$$

т. е. спектр сигнала передачи, полученного в результате амплитудной модуляции, состоит из трех гармонических составляющих (рисунок 2.2, а): основной (несущей) с частотой ω_1 и двух боковых – верхней с частотой $\omega_1 + \Omega$ и нижней с частотой $\omega_1 - \Omega$. Полоса частот, занимаемая АМ-сигналом, $\Delta\omega = 2\Omega$.

Если модулирующее сообщение содержит n гармонических составляющих (а не одну гармонику), т. е. характеризуется полосой частот от Ω_{\min} до Ω_{\max} (рисунок 2.2, б) и описывается выражением

$$C(t) = \sum_{i=1}^n U_{\Omega_i} \cos \Omega_i t, \quad (2.8)$$

то спектр сигнала передачи кроме основной составляющей будет содержать нижнюю (НБП) и верхнюю (ВБП) боковые полосы (рисунок 2.2, в).

Выражение для АМ-сигнала в данном случае имеет вид

$$U_{AM}(t) = U_{\omega_1} \left(1 + \sum_{i=1}^n m_i \cos \Omega_i t \right) \cos \omega_1 t = U_{\omega_1} \cos \omega_1 t + \frac{U_{\omega_1}}{2} \sum_{i=1}^n m_i \cos(\omega_1 + \Omega_i)t + \frac{U_{\omega_1}}{2} \sum_{i=1}^n m_i \cos(\omega_1 - \Omega_i)t, \quad (2.9)$$

а полоса частот $\Delta\omega = 2\Omega_{max}$.

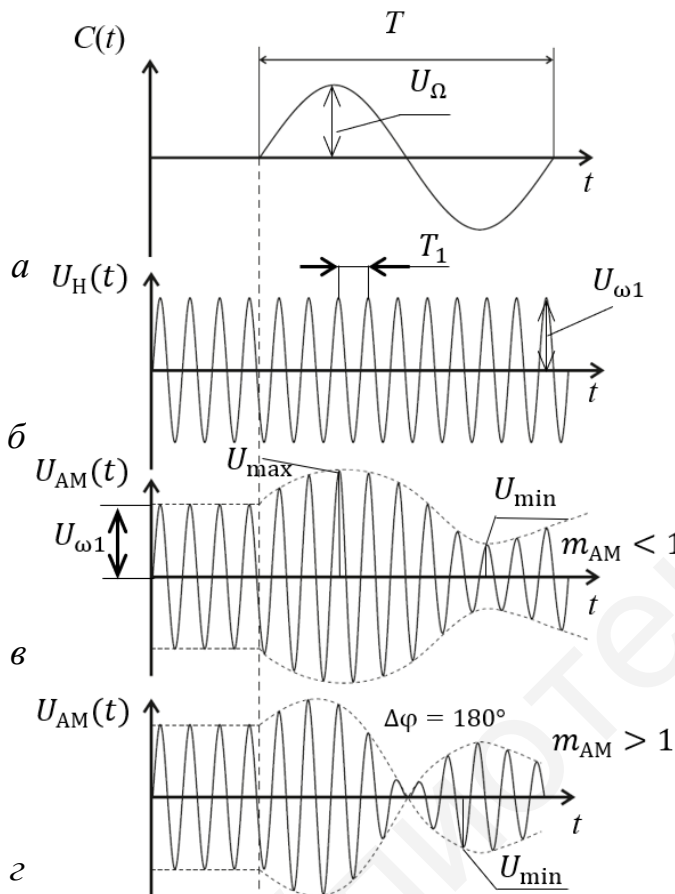


Рисунок 2.1 – Процесс получения амплитудно-модулированного сигнала

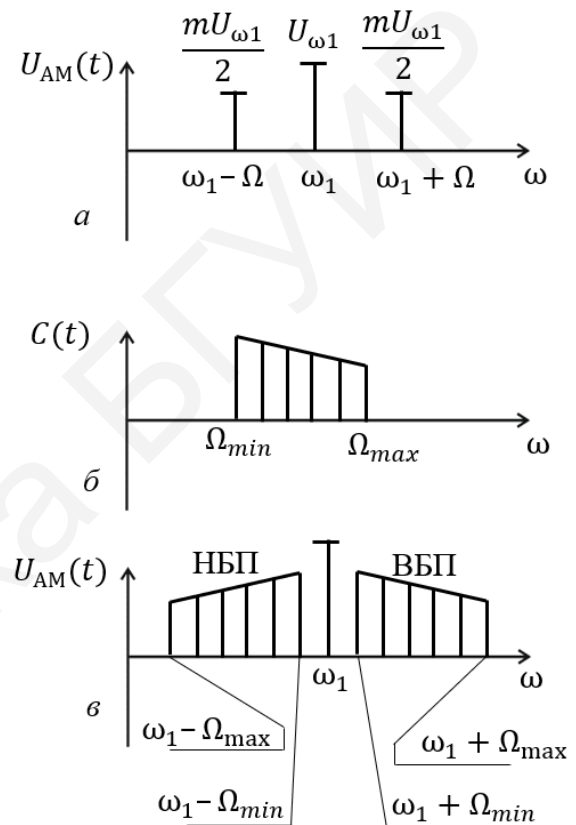


Рисунок 2.2 – Спектры амплитудно-модулированного сигнала

Как следует из (2.7), диаграмма $U_{AM}(t)$ может быть представлена в виде суммы (геометрической) трех векторов (рисунок 2.3).

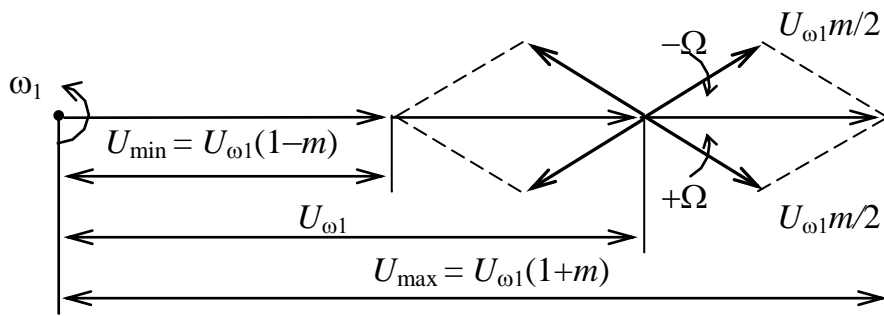


Рисунок 2.3 – Векторное представление АМ-сигнала

Если на плоскости, вращающейся с круговой частотой ω_1 , изобразить вектор основной составляющей, то векторы боковых составляющих будут вращаться относительно этого вектора в противоположных направлениях с частотой Ω . Эти векторы в каждый момент времени занимают такое положение, что их равнодействующая всегда направлена вдоль вектора основной составляющей. В результате сложения трех векторов получаем результирующий вектор, длина которого меняется от $U_{\min} = U_{\omega_1}(1-m)$ до $U_{\max} = U_{\omega_1}(1+m)$.

Из анализа выражения (2.7) можно установить, что нижняя и верхняя боковые составляющие спектра являются независимыми и в равной степени отражают передаваемую информацию. Основная составляющая информационного значения не имеет. В связи с этим определим распределение мощности сигнала по составляющим спектра (см. рисунок 2.2, а). В сигнале, модулированном по амплитуде, принято различать следующие средние мощности:

- за период носителя при отсутствии модуляции – P_0 (мощность молчания)

$$P_0 = \frac{U_{\omega_1}^2}{2}; \quad (2.10)$$

- за период носителя во время модуляции P_{\max} и P_{\min} :

$$P_{\max} = \frac{U_{\omega_1}^2(1+m)^2}{2} = P_0(1+m)^2, \quad (2.11)$$

$$P_{\min} = \frac{U_{\omega_1}^2(1-m)^2}{2} = P_0(1-m)^2; \quad (2.12)$$

- за период модулирующего сигнала (информационная мощность) согласно рисунку 2.2, а:

$$P_c = \frac{U_{\omega_1}^2}{2} + \frac{1}{2} \left(\frac{m}{2} U_{\omega_1} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{m}{2} U_{\omega_1} \right)^2 = P_0(1+0,5m^2). \quad (2.13)$$

Выражения (2.10)–(2.13) приведены для сопротивления нагрузки, равного 1 Ом.

Расчет P_c по (2.13) можно применять только в том случае, когда частоты переносчика ω_1 и модулирующего сигнала Ω кратны между собой. В противном случае будет иметь место ошибка; однако, как правило, период модулирующего сигнала значительно больше периода переносчика и ошибка получается незначительной.

При $m=1$ (стоцентная модуляция)

$$P_{\max} = 4P_0; P_{\min} = 0; P_c = 1,5P_0. \quad (2.14)$$

Из выражения (2.14) следует, что полезное приращение средней мощности колебания, в основном определяющее условия выделения модулирующего сигнала при приеме, не превышает половины мощности режима молчания. Мощность в максимальном режиме P_{\max} в четыре раза превышает мощность в режиме молчания. Эта особенность АМ является ее существенным недостатком, ухудшающим использование мощности передатчика.

На основании анализа спектра сигнала передачи, распределения мощности сигнала по составляющим его спектра и информационного значения составляющих можно заключить, что для уменьшения требуемой полосы частот, повышения помехоустойчивости сигнала за счет перераспределения мощности целесообразно исключить из спектра сигнала основную составляющую, как не имеющую информационной нагрузки (не зависит от коэффициента модуляции m_{AM}), и одну из боковых полос (нижнюю или верхнюю). При реализации этих условий будем иметь систему с передачей одной боковой полосы (однополосная амплитудная модуляция (ОАМ)), в которой полоса передаваемых частот сокращается в два раза, так что при многоканальной связи число каналов может быть почти удвоено, а уровень помех в каждом канале снижается в два раза, что равносильно увеличению отношения сигнал/шум в два раза.

Напряжение и мощность передаваемой боковой полосы при той же номинальной мощности усилителей канала связи могут быть повышены со значения $mU_{\omega_1}/2$ до $(1+m)U_{\omega_1}$, так как при обычной амплитудной модуляции наибольшее напряжение как раз равно этой величине.

После демодуляции величина исходного сигнала в случае АМ пропорциональна амплитуде огибающей mU_{ω_1} . В случае ОАМ при наибольшей глубине модуляции ($m=1$) получается выигрыш в величине исходного сигнала в $(m+1)/m=2$ раза по напряжению, т. е. в четыре раза по мощности.

Таким образом, результирующий выигрыш при переходе от двухполосной к однополосной АМ по мощности получается больше в восемь раз. Однополосный АМ-сигнал при передаче нижней боковой составляющей можно записать в виде

$$U_{OAM}(t) = U_{\omega_1} \cos(\omega_1 - \Omega)t = U_{\omega_1} (\cos \omega_1 t \cos \Omega t + \sin \omega_1 t \sin \Omega t).$$

В заключение отметим, что функция, представленная в виде тригонометрического ряда (2.9), принадлежит к классу почти периодических функций. Таким образом, амплитудно-модулированное колебание является почти периодическим сигналом.

2.2 Частотная модуляция

При частотной модуляции по закону модулирующего (передаваемого) сообщения

$$C(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t \quad (2.15)$$

изменяется мгновенное значение частоты $\omega_1(t)$ носителя (рисунок 2.4):

$$U_H(t) = U_{\omega_1} \cos \omega_1 t. \quad (2.16)$$

Мгновенное значение частоты ω_1 модулированного колебания определяется выражением

$$\omega_1(t) = \omega_1 + K_{\text{ЧМ}} C(t), \quad (2.17)$$

где $K_{\text{ЧМ}}$ – коэффициент пропорциональности, устанавливающий связь между амплитудой модулирующего сообщения и изменением частоты носителя;

ω_1 – частота немодулированного носителя.

Полная фаза модулированного колебания определяется в виде

$$\varphi = \int_0^t \omega_1(t) dt = \omega_1 t + K_{\text{ЧМ}} \int_0^t C(t) dt. \quad (2.18)$$

Отсюда видно, что при ЧМ имеет место изменение фазы колебания, т. е. ФМ.

Подставив (2.18) в (2.16), получим выражение для частотно-модулированного сигнала:

$$\begin{aligned} U_{\text{ЧМ}}(t) &= U_{\omega_1} \cos(\omega_1 t + K_{\text{ЧМ}} \int_0^t C(t) dt) = U_{\omega_1} \cos(\omega_1 t + K_{\text{ЧМ}} \int_0^t U_{\Omega} \cos \Omega t dt) = \\ &= U_{\omega_1} \cos(\omega_1 t + \omega_g \int_0^t \cos \Omega t dt) = U_{\omega_1} \cos(\omega_1 t + (\omega_g / \Omega) \sin \Omega t) = \\ &= U_{\omega_1} \cos(\omega_1 t + m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t), \end{aligned} \quad (2.19)$$

где $\omega_g = K_{\text{ЧМ}} U_{\Omega}$ – девиация частоты, т. е. максимальное отклонение частоты промодулированного сигнала от значения ω_1 ;

$m_{\text{ЧМ}} = \omega_g / \Omega$ – индекс частотной модуляции.

Индекс частотной модуляции фактически равен максимальному отклонению фазы ЧМ-колебания, т. е. $m_{\text{ЧМ}} = \theta_{\text{max}}$. Он не зависит от средней ω_1 (немо-

дулированной) частоты, а определяется исключительно величиной девиации частоты ω_g и модулирующей частотой Ω .

Векторное представление ЧМ-колебания для рассмотренного случая показано на рисунке 2.5. Вектором U_{ω_1} показано немодулированное высокочастотное колебание. Чтобы этот вектор был неподвижен, предполагаем, что ось времени вращается по часовой стрелке с угловой скоростью ω_1 . Приращение фазы вектора U_{ω_1} изменяется по гармоническому закону с частотой Ω . Максимальное изменение фазы определяется индексом модуляции $m_{\text{ЧМ}}$, т. е. вектор U_{ω_1} отклоняется в обе стороны на угол $m_{\text{ЧМ}}$. Например, если $m_{\text{ЧМ}} = 1$, то это означает, что вектор U_{ω_1} отклоняется в обе стороны на 1 рад. На практике с целью повышения помехоустойчивости приема при использовании ЧМ применяются большие значения $m_{\text{ЧМ}}$.

На рисунке 2.6 приведены зависимости индекса модуляции $m_{\text{ЧМ}}$ и девиации частоты ω_g ЧМ-колебания от частоты модулирующего сигнала Ω .

Как видно из рисунка 2.6 и соответствующих выражений, ω_g от Ω не зависит и определяется только величиной U_{Ω} , а $m_{\text{ЧМ}}$ с увеличением Ω убывает.

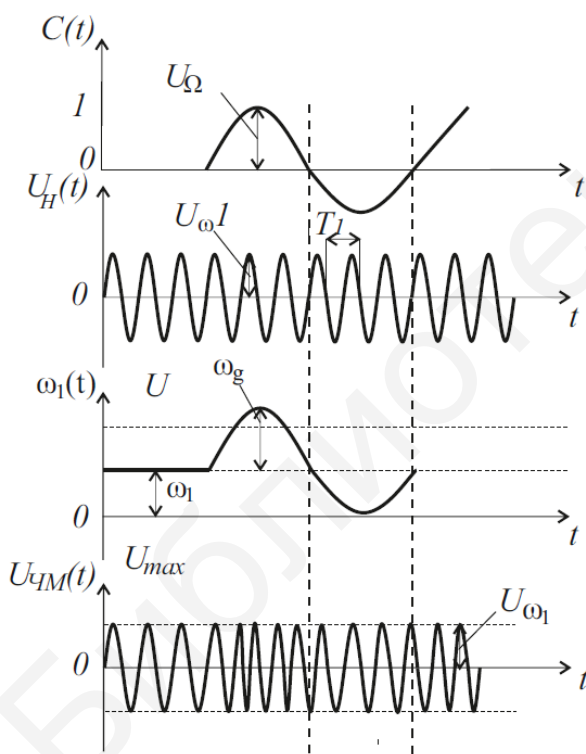


Рисунок 2.4 – Процесс получения частотно-модулированного сигнала

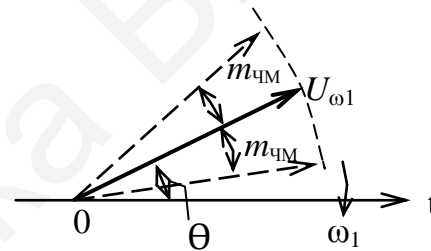


Рисунок 2.5 – Векторное представление ЧМ-сигнала

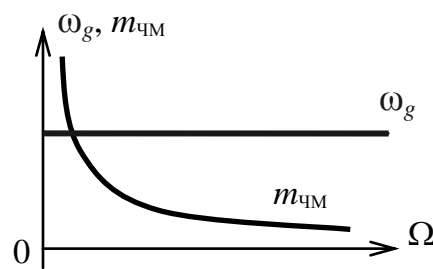


Рисунок 2.6 – Зависимость $m_{\text{ЧМ}}$ и ω_g от Ω при ЧМ

2.3 Фазовая модуляция

При фазовой модуляции по закону модулирующего сообщения изменяется начальная фаза носителя.

Рассмотрим частный случай, когда модулирующее сообщение является гармоническим, т. е.

$$C(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t, \quad (2.20)$$

а носитель описывается выражением

$$U_{\text{н}}(t) = U_{\omega_1} \cos \omega_1 t. \quad (2.21)$$

Тогда полная фаза ФМ-колебания в соответствии с определением ФМ запишется в виде

$$\varphi = \omega_1 t + K_{\text{ФМ}} \cos \Omega t. \quad (2.22)$$

Обозначим

$$m_{\text{ФМ}} = K_{\text{ФМ}} U_{\Omega}, \quad (2.23)$$

где $m_{\text{ФМ}}$ – индекс фазовой модуляции, т. е. максимальное отклонение фазы колебания;

$K_{\text{ФМ}}$ – коэффициент пропорциональности, определяющий связь между амплитудой модулирующего сообщения и изменением фазы колебания.

Подставив (2.22) в (2.21), получим выражение для ФМ в виде

$$U_{\text{ФМ}}(t) = U_{\omega_1} \cos(\omega_1 t + m_{\text{ФМ}} \cos \Omega t). \quad (2.24)$$

Мгновенное значение частоты ФМ-колебания равно

$$\omega = \frac{\delta \varphi}{\delta t} = \omega_1 - m_{\text{ФМ}} \Omega \sin \Omega t = \omega_1 - \omega_g \sin \Omega t, \quad (2.25)$$

где ω_g – девиация частоты колебания при ФМ:

$$\omega_g = m_{\text{ФМ}} \Omega. \quad (2.26)$$

Процесс получения ФМ-сигнала показан на рисунке 2.7, а векторное представление – на рисунке 2.8.

Сравнение выражений (2.19) и (2.24) показывает, что при гармоническом модулирующем сигнале выражение, описывающее ЧМ-колебания, отличается от такового для ФМ-колебания только фазой гармонической функции, определяющей изменение полной фазы носителя. Векторное представление ФМ-колебания (см. рисунок 2.8) такое же, как и для ЧМ-колебания (см. рисунок 2.5), т. е. это будет качающийся вектор с постоянной длиной U_{ω_1} и максимальным углом отклонения в обе стороны $m_{\text{ФМ}} = \theta_{\text{max}}$.

На рисунке 2.9 приведены зависимости индекса модуляции и девиации частоты ФМ-колебания от частоты модулирующего сигнала Ω .

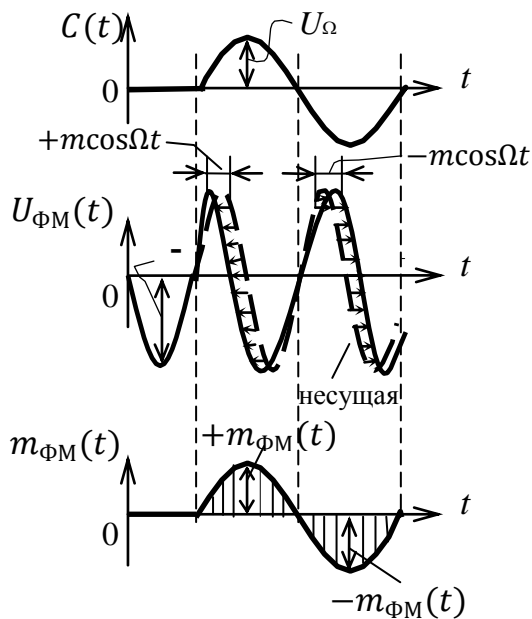


Рисунок 2.7 – Процесс получения ФМ-сигнала

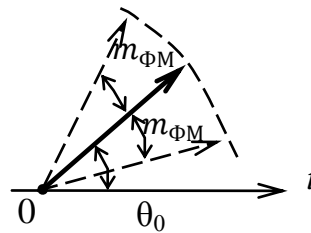


Рисунок 2.8 – Векторное представление ФМ-сигнала

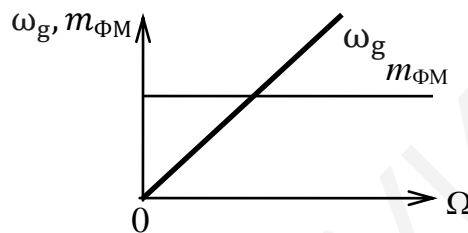


Рисунок 2.9 – Зависимость $m_{\text{ФМ}}$ и ω_g от Ω при ФМ

В соответствии с выражениями (2.23) и (2.26) индекс модуляции $m_{\text{ФМ}}$ от Ω не зависит и определяется только величиной амплитуды модулирующего сигнала U_{Ω} , девиация частоты ω_d прямо пропорциональна частоте Ω модулирующего сигнала.

2.3.1 Различие ЧМ- и ФМ-колебаний

Итак, при модуляции одним тоном по характеру колебания и его свойствам нельзя заключить, с какой модуляцией мы имеем дело – с частотной или фазовой. Различие между ЧМ и ФМ проявляется при изменении частоты модуляции или при одновременной модуляции полосой частот.

При ЧМ величина девиации частоты ω_g остается постоянной при изменении частоты модуляции Ω . Величина же индекса модуляции $m_{\text{ЧМ}} = \theta_{\text{max}}$ с увеличением частоты модуляции Ω убывает (см. рисунок 2.6).

При ФМ величина индекса модуляции $m_{\text{ФМ}} = \theta_{\text{max}}$ остается постоянной при изменении частоты модуляции Ω . Девиация частоты ω_g изменяется прямо пропорционально частоте модуляции Ω (см. рисунок 2.9).

Если модуляция осуществляется не одним гармоническим, а сложным сигналом, то структура модулированного колебания будет различной для ЧМ и ФМ.

В случае ЧМ медленным изменениям модулирующего сигнала (т. е. низким частотам его спектра) будут соответствовать очень большие значения $m_{\text{ЧМ}} = \theta_{\text{max}}$ (см. рисунок 2.6). В случае ФМ медленным изменениям модулирующего сигнала будут соответствовать очень малые значения девиации частоты ω_g (см. рисунок 2.9).

Наконец, ЧМ и ФМ различаются по способам их технического осуществления. При ЧМ обычно применяется прямое воздействие на частоту колебания задающего генератора. В случае ФМ задающий генератор вырабатывает стабильную частоту, а фаза модулируется в одном из последующих каскадов передатчика.

2.4 Спектры сигнала с угловой модуляцией

Рассмотрим случай модуляции одним тоном. Выражение для сигнала, модулированного по частоте или фазе, запишем в виде

$$U(t) = U_{\omega_1} \cos(\omega_1 t + m \sin \Omega t). \quad (2.27)$$

Произведя преобразования, получим

$$U(t) = U_{\omega_1} \cos(m \sin \Omega t) \cos \omega_1 t - U_{\omega_1} \sin(m \sin \Omega t) \sin \omega_1 t. \quad (2.28)$$

Рассмотрим сначала спектр сигнала, когда $m \ll 1$. Тогда можно считать, что

$$\sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t, \quad \cos(m \sin \Omega t) \approx 1.$$

Подставив эти приближенные равенства в формулу (2.28), получим

$$\begin{aligned} U(t) &= U_{\omega_1} \cos \omega_1 t - U_{\omega_1} m \sin \Omega t \sin \omega_1 t = \\ &= U_{\omega_1} \cos \omega_1 t - \frac{U_{\omega_1}}{2} m \cos(\omega_1 - \Omega)t + \frac{U_{\omega_1}}{2} m \cos(\omega_1 + \Omega)t. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Сравнивая выражения (2.7) и (2.29), заключаем, что спектр ЧМ- или ФМ-сигнала при малом значении m состоит, как и спектр АМ-сигнала, из несущей частоты ω_1 и двух боковых частот $\omega_1 + \Omega$ и $\omega_1 - \Omega$. Единственное отличие заключается в сдвиге фазы сигнала нижней боковой частоты (знак минус) на 180° относительно его положения при АМ. Спектр амплитуд сигнала с угловой модуляцией при $m \ll 1$ показан на рисунке 2.10.

Так как фаза отдельных составляющих сигнала этой диаграммой не учитывается, то характер диаграммы такой же, как и в случае АМ (см. рисунок 2.2, а). Отметим, что в данном случае влияние индекса модуляции m совпадает с влиянием коэффициента глубины модуляции m_{AM} , а ширина спектра

$$\Delta\omega = 2\Omega. \quad (2.30)$$

Последний вывод говорит о том, что при очень малых величинах девиации частоты $\omega_g = m\Omega$ (по сравнению с Ω) ширина спектра от величины ω_g не зависит. Векторное изображение рассмотренного случая дано на рисунке 2.11.

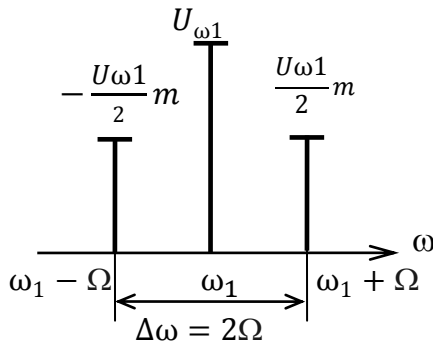


Рисунок 2.10 – Спектр амплитуд сигнала с угловой модуляцией при $m \ll 1$

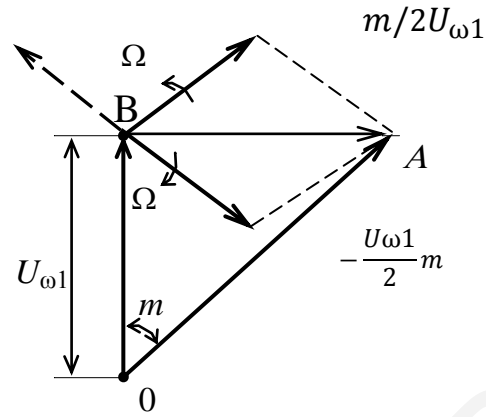


Рисунок 2.11 – Векторное изображение сигнала с угловой модуляцией при $m \ll 1$

Оно отличается от векторного изображения АМ-сигнала (см. рисунок 2.3) только направлением вектора, изображающего составляющую нижней боковой частоты. В результате вектор модуляции BA всегда перпендикулярен к направлению вектора U_{ω_1} . Вектор OA , изображающий результирующее колебание, изменяется по фазе и по амплитуде. Однако при $m = \theta_{\max} \ll 1$ амплитудными изменениями можно пренебречь, вследствие чего модуляция может в первом приближении рассматриваться как чисто угловая.

Обратимся к рассмотрению более общего случая, когда m – любая величина. Для этого функции $\sin(m \sin \Omega t)$ и $\cos(m \sin \Omega t)$ из выражения (2.28) разложим в тригонометрические ряды.

В теории бесселевых функций доказываются следующие соотношения:

$$\sin(m \sin \Omega t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m) \sin(2n-1)\Omega t, \quad (2.31)$$

$$\cos(m \sin \Omega t) = J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos 2n\Omega t,$$

где $J_n(m)$ – бесселева функция первого рода n -го порядка от аргумента m .

С учетом формул (2.31) выражение (2.28) перепишем в виде

$$U(t) = U_{\omega_1} (J_0(m) \cos \omega_1 t - 2J_1(m) \sin \Omega t \sin \omega_1 t + 2J_2(m) \cos 2\Omega t \cos \omega_1 t - 2J_3(m) \sin 3\Omega t \sin \omega_1 t + \dots).$$

Заменив в этом выражении произведения косинусов и синусов суммами, окончательно получим

$$U(t) = U_{\omega_1} (J_0(m) \cos \omega_1 t - J_1(m) \cos(\omega_1 - \Omega)t + (J_1(m) \cos(\omega_1 + \Omega)t + J_2(m) \cos(\omega_1 - 2\Omega)t + (J_2(m) \cos(\omega_1 + 2\Omega)t - J_3(m) \cos(\omega_1 - 3\Omega)t + J_3(m) \cos(\omega_1 + 3\Omega)t + \dots)). \quad (2.32)$$

Таким образом, при угловой модуляции спектр сигнала состоит из бесконечного числа боковых частот, отличающихся от несущей частоты ω_1 на $\pm n\Omega$, но при этом все нечетные нижние составляющие имеют отрицательные значения амплитуды.

Примерный вид спектра сигнала с угловой модуляцией одним тоном Ω при $m = 3$ и $U_{\omega_1} = 1$ В представлен на рисунке 2.12. По мере удаления от ω_1 амплитуды боковых составляющих уменьшаются.

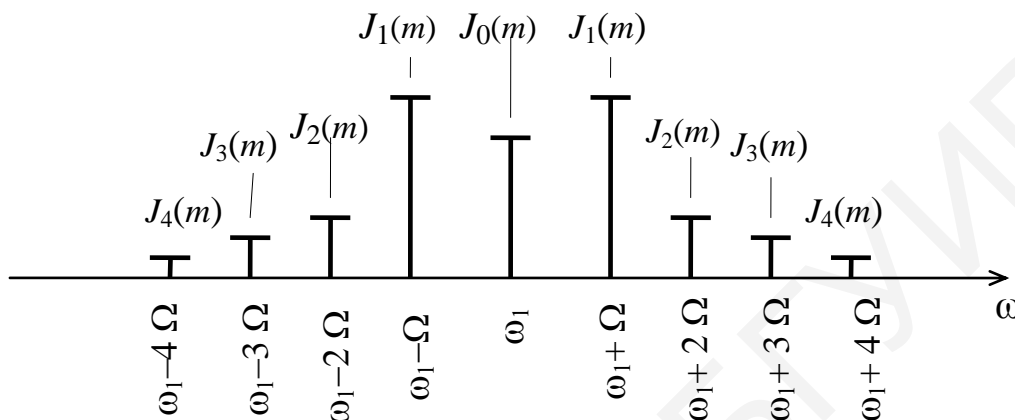


Рисунок 2.12 – Спектр сигнала с угловой модуляцией при $m = 3$ и $\Omega = \text{const}$

Хотя теоретически спектр колебаний с угловой модуляцией бесконечен, практически он ограничен. Ограниченность спектра сигнала с угловой модуляцией позволяют усмотреть свойства бесселевых функций. При $n > m$ функция $J_n(m)$ (таблица 2.1) имеет малые значения. Это означает, что амплитуды боковых составляющих в рассмотренном спектре сигнала с угловой модуляцией становятся очень малыми и ими можно пренебречь. При увеличении m происходит перераспределение энергии. Все большая часть энергии переносится боковыми составляющими.

Таблица 2.1 – Значения бесселевых функций $J_n(m)$

M	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7
0,2	0,99	0,10	—	—	—	—	—	—
0,4	0,96	0,20	0,02	0,001	—	—	—	—
0,6	0,91	0,29	0,044	0,004	—	—	—	—
1,0	0,76	0,44	0,115	0,02	0,002	—	—	—
2,0	0,22	0,58	0,35	0,13	0,034	—	—	—
5,0	0,18	0,33	0,05	0,36	0,39	0,26	0,13	0,05
10,0	0,25	0,06	0,25	0,06	0,22	0,23	0,015	0,022

Этим и определяется практическая ширина спектра сигнала с угловой модуляцией, т. е.

$$\begin{aligned} \text{при } m \leq 5 \quad \Delta\omega &= 2n\Omega \cong 2(m+1)\Omega, \\ \text{при } m > 5 \quad \Delta\omega &= 2n\Omega \cong 2m\Omega = 2\omega_g. \end{aligned} \quad (2.33)$$

Как следует из (2.33), практически ширина полосы равна удвоенной девиации частоты. Полоса частот, равная $2\omega_g$, называется полосой качания, так как в процессе модуляции несущая частота может принимать любое мгновенное значение внутри интервала $\omega_1 \pm \omega_g$.

Векторная диаграмма сигнала с угловой модуляцией представлена на рисунке 2.13.

На диаграмме показаны вектор основной частоты ω_1 , первая ($\omega_1 \pm \Omega$), вторая ($\omega_1 \pm 2\Omega$) и третья ($\omega_1 \pm 3\Omega$) пары боковых частот. Равнодействующая первой пары боковых частот направлена перпендикулярно к вектору основной частоты, второй – вдоль вектора основной, третьей – перпендикулярно и т. д. В результате сложения всех этих векторов получается вектор, вращающийся по дуге окружности с частотой Ω на угол $\pm m$ радиан.

Как указывалось выше, различие между ЧМ- и ФМ-сигналами при модуляции одним тоном проявляются только при изменении частоты модуляции Ω . Посмотрим, как будут изменяться спектры ЧМ- и ФМ-сигналов в этом случае.

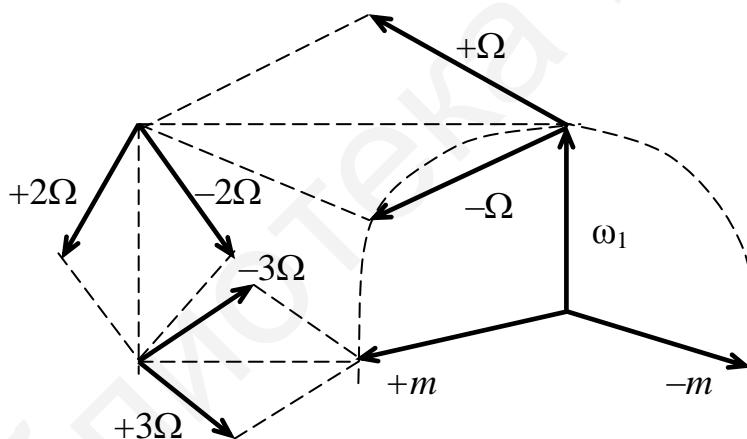


Рисунок 2.13 – Векторное представление сигнала с угловой модуляцией

Для ЧМ-сигналов при $m \gg 1$ ширина спектра в соответствии с выражениями (2.19) и (2.33) равна

$$2\omega_g = 2K_{\text{ЧМ}}U_{\Omega}, \quad (2.34)$$

т. е. зависит только от амплитуды U_{Ω} модулирующего сообщения. Число спектральных линий (гармонических составляющих) практического спектра ЧМ-колебаний с учетом (2.19) изменяется обратно пропорционально частоте Ω , т. е.

$$n \cong m = \omega_g / \Omega. \quad (2.35)$$

Поэтому, например, при увеличении частоты модуляции Ω и постоянной амплитуде U_Ω число спектральных составляющих уменьшается (2.35), а практическая ширина спектра ЧМ-колебаний остается постоянной, так как

$$\Delta\omega = 2n \cong 2m = 2\omega_g. \quad (2.36)$$

И, наоборот, с уменьшением частоты Ω число спектральных составляющих возрастает (2.35). При этом практическая ширина спектра в соответствии с (2.36) опять остается постоянной.

Для ФМ-колебаний при $m \gg 1$ ширина спектра в соответствии с выражениями (2.23), (2.26) и (2.33) равна

$$\Delta\omega = 2n\Omega \cong 2m\Omega = 2K_{\text{ФМ}}U_\Omega\Omega, \quad (2.37)$$

т. е. она зависит как от амплитуды $U_{\Omega\text{max}}$, так и от частоты Ω модулирующего сигнала. При ФМ число спектральных линий спектра при $U_\Omega = \text{const}$ остается неизменным. С изменением Ω при $U_\Omega = \text{const}$ изменяется интервал между соседними гармоническими составляющими и общая ширина спектра ФМ-сигнала также изменится.

Значения бесселевых функций $J_n(m)$ при изменении m от 0 до 20 приведены в приложении А.

2.5 Сравнение АМ-, ЧМ- и ФМ-сигналов

Сравним указанные виды модуляции по их двум основным характеристикам: средней за период высокой частоты мощности и ширине спектра.

Для АМ-сигналов средняя за период высокой частоты мощность изменяется, так как изменяется амплитуда сигнала. Эта мощность в максимальном режиме в $(1+m_{\text{АМ}})^2$ раз больше мощности молчания. Ширина спектра АМ-сигнала зависит от величины максимальной частоты модуляции и равна $2\Omega_{\text{max}}$.

Для ЧМ-сигналов средняя за период высокой частоты мощность постоянна, так как амплитуда колебаний неизменна ($U_{\omega_1} = \text{const}$). Ширина спектра ЧМ-сигнала, равная $2\omega_g$, зависит только от амплитуды модулирующего сообщения и не зависит от его частоты.

Для ФМ-колебаний средняя за период высокой частоты мощность также неизменна, так как $U_{\omega_1} = \text{const}$. Ширина спектра равна $2m\Omega = 2\omega_g$ и зависит как от амплитуды модулирующего сигнала, так и от его частоты.

Таким образом, практическая ширина спектра колебаний с угловой модуляцией в m раз больше ширины спектра АМ-колебаний.

2.6 Одновременная модуляция по амплитуде и по частоте

В ряде случаев возникает необходимость в передаче двух сообщений с помощью одного носителя. Тогда одним сообщением носитель модулируют по частоте, а другим – по амплитуде. Наиболее простой по составу спектр сигнала с двойной модуляцией получится при гармоническом законе изменения как частоты, так и амплитуды. Пусть по частоте носитель модулируется сообщением с частотой Ω_1 , а по амплитуде – с частотой Ω_2 . Тогда частота и амплитуда носителя будут изменяться в соответствии с выражениями

$$\omega(t) = \omega_1 + \omega_g \cos \Omega_1 t, \quad (2.38)$$

$$U(t) = U_{\omega_1} (1 + m_{AM} \cos \Omega_2 t). \quad (2.39)$$

Модулированное по частоте напряжение было получено ранее при постоянной амплитуде U_{ω_1} (2.32). При изменении амплитуды в этом выражении следует заменить постоянную амплитуду U_{ω_1} изменяющейся в соответствии с (2.39). Тогда получим

$$U(t) = U_{\omega_1} (1 + m_{AM} \cos \Omega_2 t) (J_0(m) \cos \omega_1 t - J_1(m) \cos(\omega_1 - \Omega_1)t + J_1(m) \cos(\omega_1 + \Omega_1)t + J_2(m) \cos(\omega_1 - 2\Omega_1)t + J_2(m) \cos(\omega_1 + 2\Omega_1)t + \dots).$$

По сравнению с напряжением, модулированным только по частоте, здесь появляются дополнительные составляющие двух видов:

$$m_{AM} U_{\omega_1} J_0(m) \cos \omega_1 t \cos \Omega_2 t = \frac{m_{AM}}{2} U_{\omega_1} J_0(m) \cos(\omega_1 \pm \Omega_2)t \quad (2.40)$$

и

$$m_{AM} U_{\omega_1} J_n(m) \cos(\omega_1 \pm n\Omega_1)t \cos \Omega_2 t = \frac{m_{AM}}{2} U_{\omega_1} J_n(m) \times \\ \times \cos(\omega_1 \pm n\Omega_1 + \Omega_2)t + \cos(\omega_1 \pm n\Omega_1 - \Omega_2)t). \quad (2.41)$$

Чтобы яснее выявить спектральный состав сигнала, предположим сначала, что $\Omega_1 \gg \Omega_2$, т. е. изменение амплитуды происходит значительно медленнее, чем изменение частоты. Тогда можно считать, что в спектре частотно-модулированного сигнала около несущего колебания с частотой ω_1 и боковых составляющих с частотами $\omega_1 \pm n\Omega_1$ появилось дополнительно по два спутника с частотами, отличающимися на $\pm\Omega_2$. Спектр такого сигнала показан на рисунке 2.14.

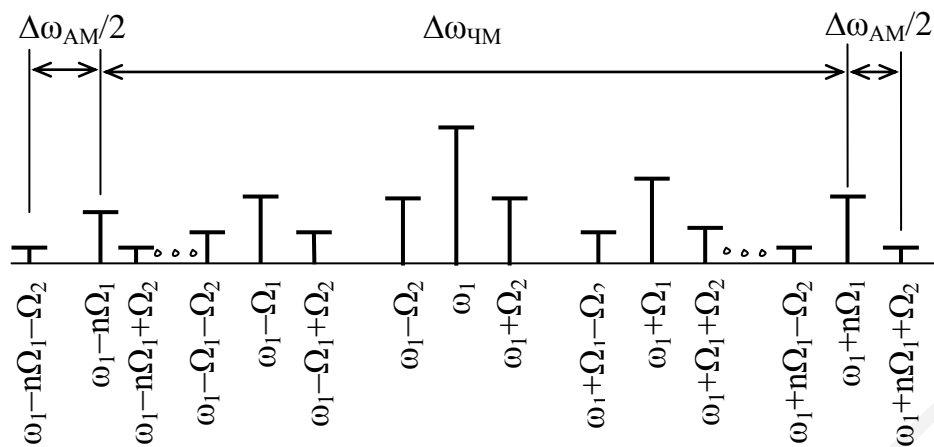


Рисунок 2.14 – Спектр сигнала при одновременной модуляции по частоте и амплитуде при $\Omega_1 \gg \Omega_2$

Для систем телемеханики интерес представляет второй случай, а именно спектр сигнала при $\Omega_1 \ll \Omega_2$. Тогда можно считать, что у каждой из трех спектральных линий АМ-сигнала (несущей с частотой ω_1 , нижней ($\omega_1 - \Omega_2$) и верхней ($\omega_1 + \Omega_2$) боковых составляющих) появились дополнительно по две боковые дискретные полосы: верхние с частотами $+n\Omega_1$ и нижние с частотами $-n\Omega_1$. Спектр сигнала для этого случая двойной модуляции показан на рисунке 2.15.

Практически необходимая ширина спектра сигнала примерно равна сумме необходимых спектров только при амплитудной модуляции $\Delta\omega_{\text{АМ}}$ и только при частотной модуляции $\Delta\omega_{\text{ЧМ}}$ (см. рисунки 2.14 и 2.15). При малом индексе частотной модуляции ($m_{\text{ЧМ}} < 1$) необходимая ширина спектра сигнала лишь немногим больше, чем при амплитудной модуляции.

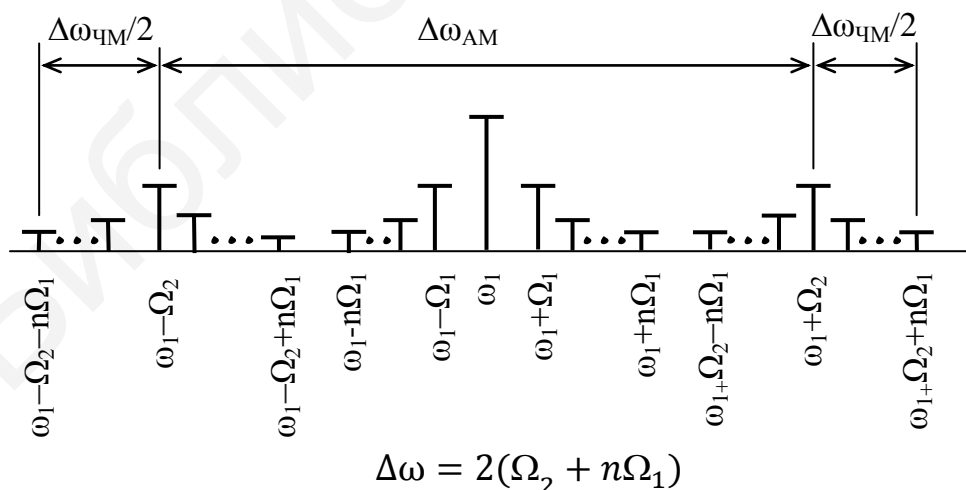


Рисунок 2.15 – Спектр сигнала при одновременной модуляции по частоте и амплитуде при $\Omega_1 \ll \Omega_2$

2.7 Двукратная модуляция

Для повышения помехоустойчивости иногда модулированное (АМ, ЧМ) сообщение дополнительно модулируют по частоте или амплитуде. Такой способ модуляции обозначается двумя индексами: первый означает способ модуляции поднесущей, второй – несущей. Кроме того, двукратная модуляция применяется при передаче сообщений по радиоканалам, а также в выделенной полосе частот проводной линии связи.

Рассмотрим более подробно АМ-АМ, АМ-ЧМ, ЧМ-АМ и ЧМ-ЧМ сигналы.

2.7.1 АМ-АМ сигналы

Данные сигналы в телемеханике используются редко. Однако их шумовые характеристики часто служат эталоном для сравнения различных методов модуляции. Рассмотрим АМ-АМ сигнал, когда промодулированная по амплитуде поднесущая описывается выражением

$$U_{AM}(t) = U_{\omega_1} (1 + m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_1 t, \quad (2.42)$$

где U_{ω_1} – амплитуда поднесущей;

ω_1 – круговая частота поднесущей;

m_{AM} – коэффициент амплитудной модуляции на первой ступени;

Ω – круговая частота модулирующего сообщения.

Сигнал $U_{AM}(t)$ является модулирующим по отношению к несущему колебанию:

$$U_H(t) = U_0 \cos \omega_0 t. \quad (2.43)$$

В соответствии с определением амплитудной модуляции АМ-АМ сигнал можно записать в виде

$$\begin{aligned} U_{AM-AM}(t) &= (U_0 + kU\omega_1(1 + m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_1 t) \cos \omega_0 t = \\ &= U_0(1 + M_{AM}(1 + m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_1 t) \cos \omega_0 t, \end{aligned} \quad (2.44)$$

где M_{AM} – коэффициент амплитудной модуляции на второй ступени, $M_{AM} = kU\omega_1 / U_0$.

Процесс получения АМ-АМ сигнала показан на рисунке 2.16.

Для получения спектра преобразуем выражение (2.44) и окончательно получим

$$\begin{aligned} U_{AM-AM}(t) &= U_0 \cos \omega_0 t + \frac{U_0 M_{AM}}{2} \cos(\omega_0 \pm \omega_1) t + \\ &+ \frac{U_0 M_{AM} m_{AM}}{4} \cos(\omega_0 + \omega_1 \pm \Omega) t + \\ &+ \frac{U_0 M_{AM} m_{AM}}{4} \cos(\omega_0 - \omega_1 \pm \Omega) t. \end{aligned} \quad (2.45)$$

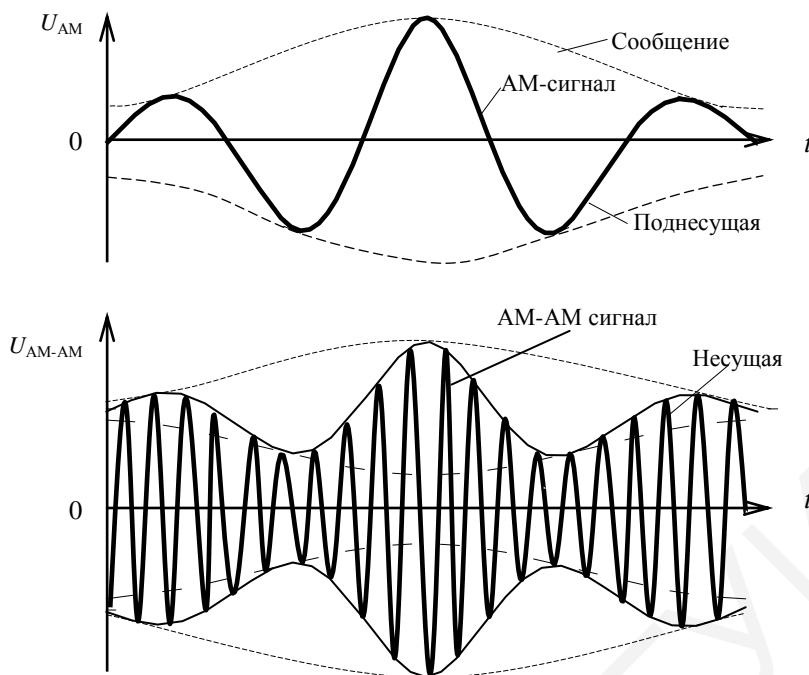


Рисунок 2.16 – Формы сигналов при АМ-АМ

Согласно выражению (2.45) спектр АМ-АМ сигнала имеет вид, представленный на рисунке 2.17.

АМ-АМ сигнал содержит составляющую на несущей частоте ω_0 , две боковые составляющие на частотах $\omega_0 + \omega_1$ и $\omega_0 - \omega_1$, вокруг которых имеются по две составляющие на частотах $\omega_0 + \omega_1 \pm \Omega$ и $\omega_0 - \omega_1 \pm \Omega$ соответственно.

Очевидно, что необходимая полоса частот для передачи такого сигнала определяется разностью частот верхней и нижней боковых составляющих, т. е.

$$\Delta\omega_{\text{АМ-АМ}} = \omega_0 + \omega_1 + \Omega - \omega_0 + \omega_1 + \Omega = 2(\omega_1 + \Omega). \quad (2.46)$$

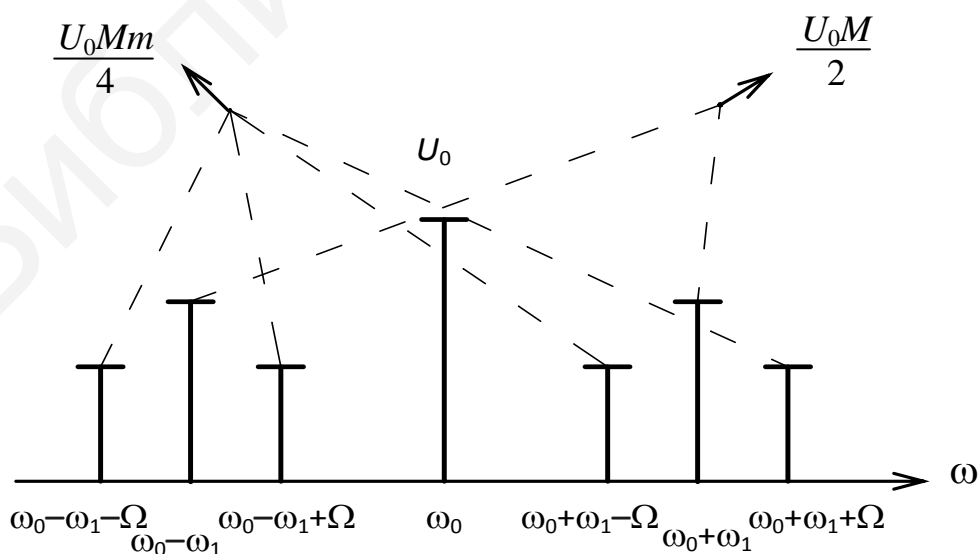


Рисунок 2.17 – Спектр АМ-АМ сигнала

2.7.2 АМ-ЧМ сигналы

При данных сигналах поднесущая, промодулированная по амплитуде (2.42), модулирует носитель (2.43) по частоте. В соответствии с определением частотной модуляции можно записать выражение для АМ-ЧМ сигнала, представленного на рисунке 2.18, в виде

$$U_{\text{АМ-ЧМ}}(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + kU_{\omega_1} \int (1 + m_{\text{АМ}} \cos \Omega t) \cos \omega_1 t dt). \quad (2.47)$$

Не раскрывая выражения (2.47), спектр АМ-ЧМ можно построить по следующему правилу: строится спектр полезного сообщения $C(t)$, затем он переносится на частоту поднесущей ω_1 по правилам АМ-сигнала, а потом полученный спектр переносится на несущую частоту по правилам ЧМ-сигнала.

Спектр, построенный по рассмотренной методике, приведен на рисунке 2.19.

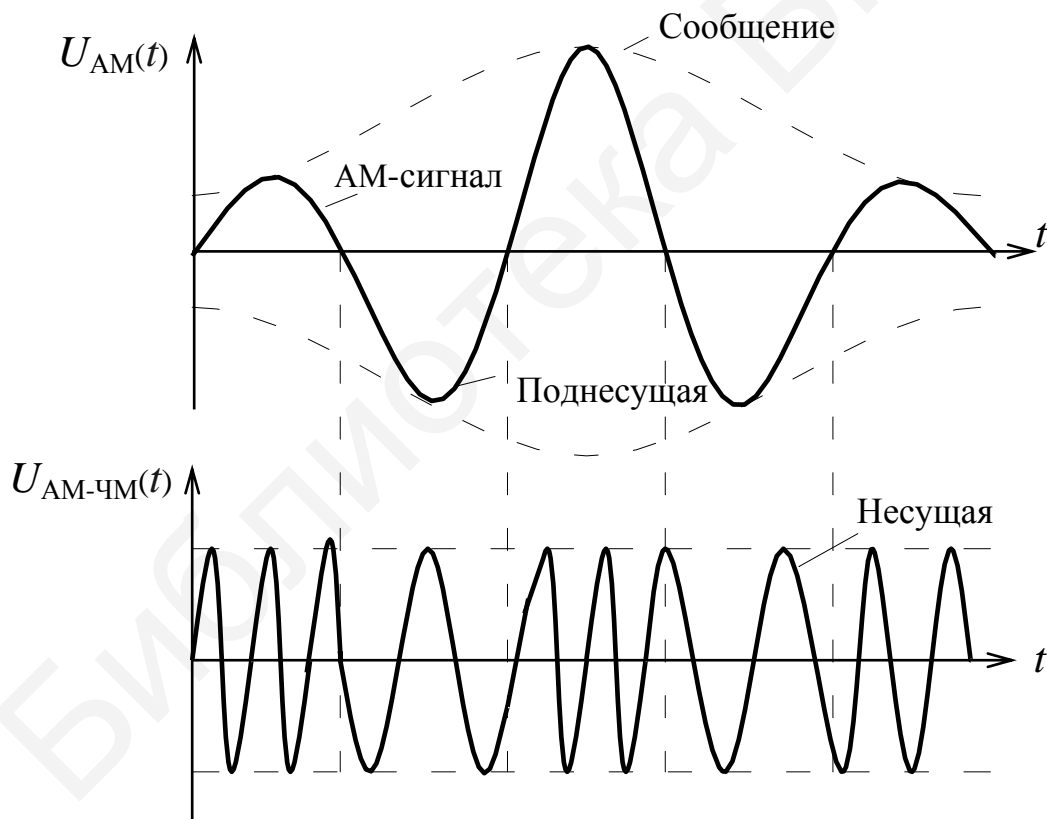


Рисунок 2.18 – Формы сигналов при АМ-ЧМ

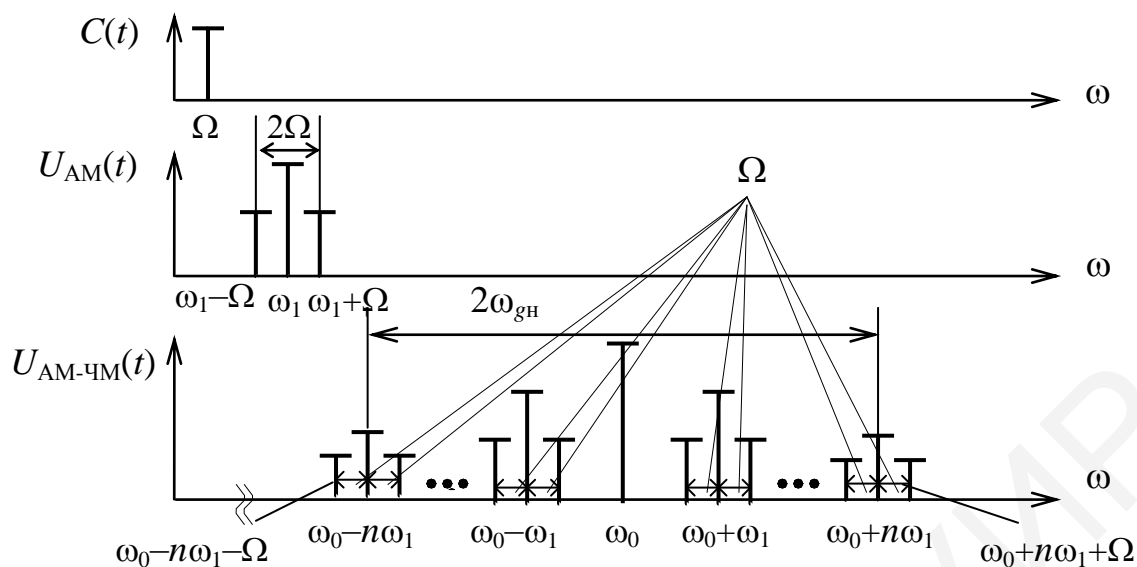


Рисунок 2.19 – Процесс построения спектра АМ-ЧМ сигнала

Следует отметить, что спектр, построенный по данной методике, дает представление о частотном составе спектра, позволяет определить полосу частот, занимаемую сигналом, но не дает возможности определить амплитуды отдельных гармонических составляющих.

Определим полосу частот, занимаемую АМ-ЧМ сигналом, как разность частот между верхней и нижней боковыми составляющими:

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{\text{АМ-АМ}} &= \omega_0 + n\omega_1 + \Omega - \omega_0 + n\omega_1 + \Omega = \\ &= 2(n\omega_1 + \Omega) \approx 2(M_{\text{ЧМ}}\omega_1 + \Omega) = 2(\omega_{\text{гн}} + \Omega), \end{aligned} \quad (2.48)$$

где $M_{\text{ЧМ}} = \omega_{\text{гн}}/\omega_1$ – индекс частотной модуляции несущего сигнала;
 $\omega_{\text{гн}}$ – девиация частоты носителя.

2.7.3 ЧМ-АМ сигналы

Частотно-модулированная поднесущая

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U\omega_1 \cos(\omega_1 t + m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t)$$

модулирует носитель по амплитуде. В результате получаем ЧМ-АМ сигнал (рисунок 2.20), который можно записать в виде

$$\begin{aligned} U_{\text{ЧМ-АМ}}(t) &= U_0 + kU_{\omega_1} + \cos(\omega_1 t + m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t) \cos \omega_0 t = \\ &= U_0 (1 + M_{\text{АМ}} \cos(\omega_1 t + m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t)) \cos \omega_0 t = \\ &= U_0 (1 + M_{\text{АМ}} (\cos \omega_1 t \cdot \cos(m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t) - \\ &\quad - \sin \omega_1 t \sin(m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t))) \cos \omega_0 t. \end{aligned} \quad (2.49)$$

Подставив в выражение (2.49) значения

$$\cos(m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t) = J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos 2n\Omega t,$$

$$\sin(m_{\text{ЧМ}} \sin \Omega t) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m) \sin(2n-1)\Omega t,$$

получим

$$\begin{aligned} U_{\text{ЧМ-АМ}}(t) &= U_0(1 + M_{\text{АМ}}(J_0(m) \cos \omega_1 t + J_1(m) \cos(\omega_1 + \Omega)t - \\ &\quad - J_1(m) \cos(\omega_1 - \Omega)t + J_2(m) \cos(\omega_1 \pm 2\Omega)t + \dots)) \cos \omega_0 t = \\ &= U_0 \cos \omega_0 t + \frac{U_0 M_{\text{АМ}}}{2} J_0(m) \cos(\omega_0 \pm \omega_1)t + \quad (2.50) \\ &+ \frac{U_0 M_{\text{АМ}}}{2} J_1(m) \cos(\omega_0 \pm \omega_1 + \Omega)t - \frac{U_0 M_{\text{АМ}}}{2} J_1(m) \cos(\omega_0 \pm \omega_1 - \Omega)t + \\ &+ \frac{U_0 M_{\text{АМ}}}{2} J_2(m) \cos(\omega_0 \pm \omega_1 \pm 2\Omega)t + \dots \end{aligned}$$

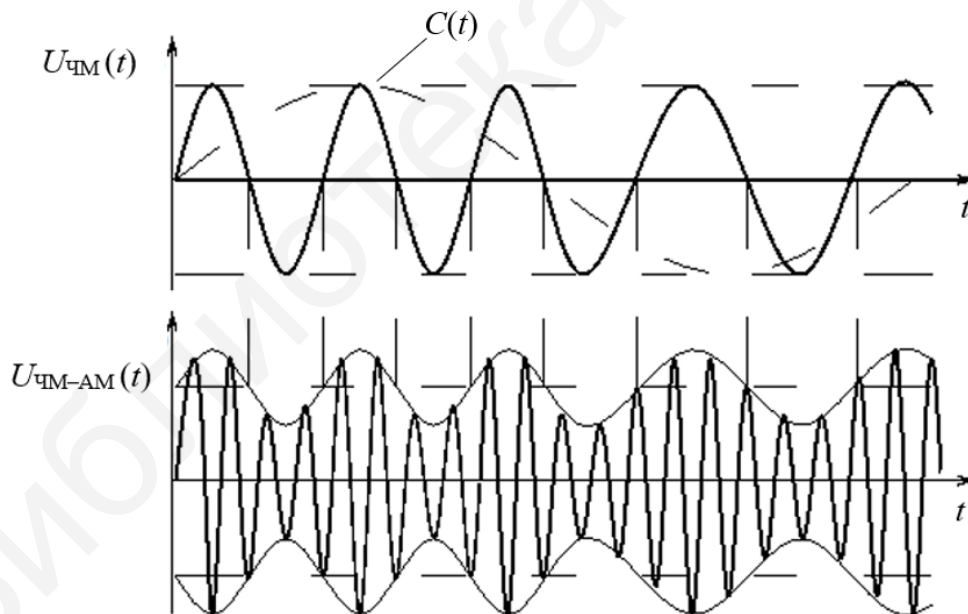


Рисунок 2.20 – Форма сигналов при ЧМ-АМ

В соответствии с выражением (2.50) спектр ЧМ-АМ сигнала имеет вид, представленный на рисунке 2.21.

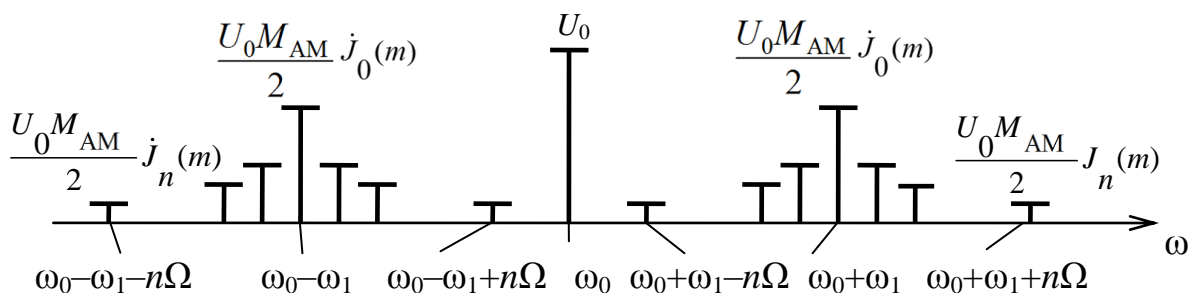


Рисунок 2.21 – Спектр ЧМ-АМ сигнала

Как следует из рисунка 2.21, полоса частот, занимаемая ЧМ-АМ сигналом, равна

$$\begin{aligned} \Delta\omega_{\text{ЧМ-АМ}} &= \omega_0 + \omega_1 + n\Omega - \omega_0 + \omega_1 + n\Omega = \\ &= 2(\omega_1 + n\Omega) \approx 2(\omega_1 + m_{\text{ЧМ}}\Omega) = 2(\omega_1 + \omega_{\text{гп}}), \end{aligned} \quad (2.51)$$

где $m_{\text{ЧМ}} = \omega_{\text{гп}} / \Omega$ – индекс частотной модуляции;

$\omega_{\text{гп}}$ – девиация частоты поднесущей.

Необходимо отметить, что данный вид двукратной модуляции следует применять в том случае, когда требуется обеспечить высокую помехоустойчивость при передаче сигнала по узкополосному каналу связи. Тогда помехоустойчивость обеспечивается ЧМ-сигналом, а экономия полосы частот – АМ.

2.7.4 ЧМ-ЧМ сигналы

В данном случае сначала сообщением $C(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t$ модулируется по частоте поднесущая, а затем ЧМ-сигнал модулирует по частоте несущую. Формы сигналов при ЧМ-ЧМ показаны на рисунке 2.22.

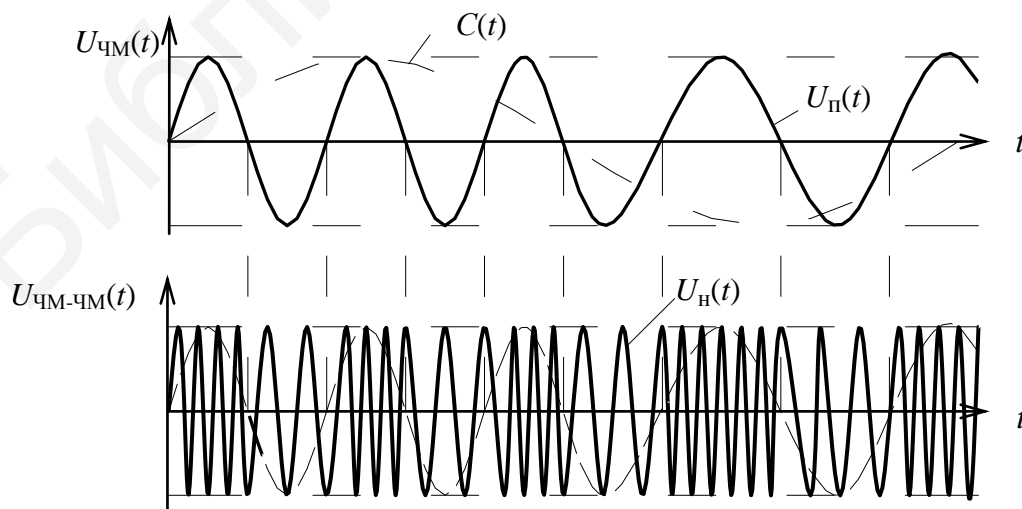


Рисунок 2.22 – Формы сигнала при ЧМ-ЧМ

Для построения спектра ЧМ-ЧМ воспользуемся методикой, изложенной при построении спектра АМ-ЧМ сигнала. Сначала изобразим спектр полезного сообщения (рисунок 2.23, а), после чего перенесем его на поднесущую частоту по правилам ЧМ-сигнала (рисунок 2.23, б), а затем полученный спектр перенесем на несущую частоту по правилам ЧМ-сигнала (рисунок 2.23, в).

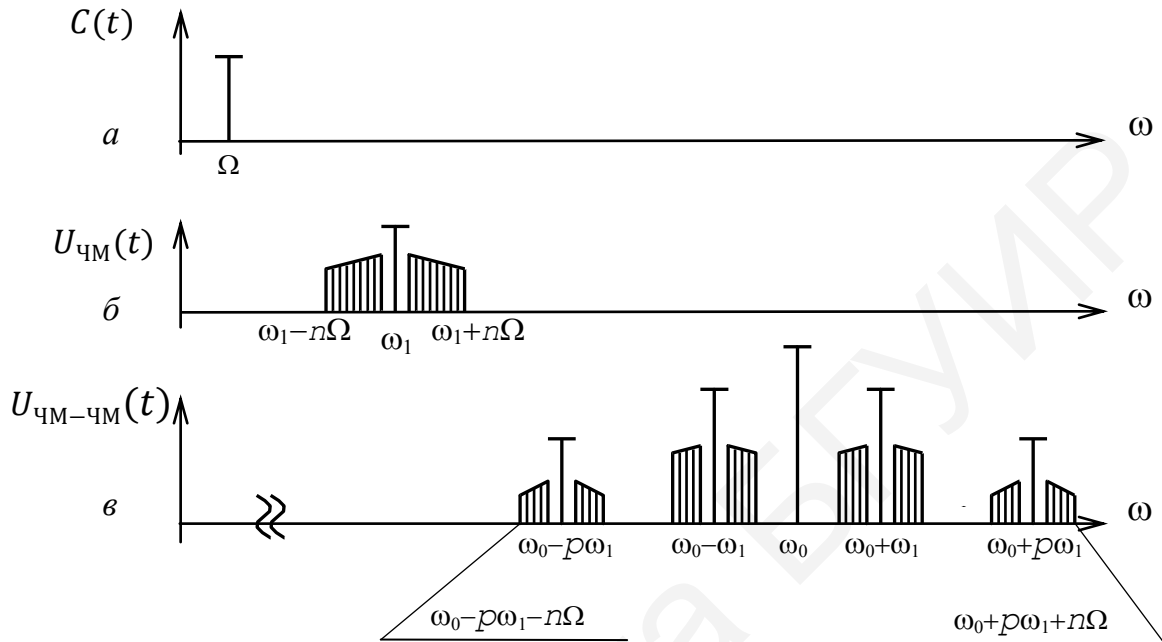


Рисунок 2.23 – Процесс образования спектра ЧМ-ЧМ сигнала

Полоса частот, занимаемая ЧМ-ЧМ сигналом, согласно рисунку 2.23, в

$$\Delta\omega_{\text{ЧМ-ЧМ}} = 2(p\omega_1 + n\Omega) \cong 2(M_{\text{ЧМ}}\omega_1 + m_{\text{ЧМ}}\Omega) = 2(\omega_{\text{гн}} + \omega_{\text{гп}}), \quad (2.52)$$

где $M_{\text{ЧМ}} = \omega_{\text{гн}} / \omega_1$ – индекс частотной модуляции на второй ступени.

Как видно из (2.52), сигнал ЧМ-ЧМ обладает самым широким спектром.

3 ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

При импульсных видах модуляции в качестве носителя используется, как правило, периодическая последовательность прямоугольных импульсов, которая описывается рядом Фурье в следующем виде:

$$U(t) = \frac{U\tau}{T_1} \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} 2 \frac{\sin(k\omega_1\tau/2)}{k\omega_1\tau/2} \cos k\omega_1 t \right), \quad (3.1)$$

где U – амплитуда импульса;
 τ – длительность импульса;
 T_1 – период следования импульсов.

Учитывая, что угловая частота импульсной последовательности $\omega_1 = 2\pi/T_1$, а отношение $T_1/\tau = Q$ – скважность импульсной последовательности, выражение (3.1) представим в виде

$$U(t) = U \left(\frac{1}{Q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{Q} \cos k\omega_1 t \right). \quad (3.2)$$

Как следует из выражений (3.1) и (3.2), изменяя модулирующим сообщением амплитуду, длительность импульса, период следования, а также время появления импульсов относительно тактовых точек, можно получить соответственно амплитудно-импульсную (АИМ), широтно-импульсную (ШИМ), частотно-импульсную (ЧИМ) и фазоимпульсную (ФИМ) модуляции.

3.1 Амплитудно-импульсная модуляция

При АИМ амплитуда импульсов изменяется по закону передаваемого (модулирующего) сообщения.

Рассмотрим простейший случай АИМ одним тоном, т. е. когда модулирующий сигнал описывается выражением

$$C(t) = U_{\Omega} \sin \Omega t, \quad (3.3)$$

а немодулированная последовательность импульсов представляется рядом Фурье (3.2).

Различают АИМ первого (АИМ-1) и второго (АИМ-2) рода. При АИМ-1 высота импульса в пределах его длительности τ изменяется по закону модулирующего напряжения. При АИМ-2 высота импульса зависит лишь от значения сигнала в тактовой точке.

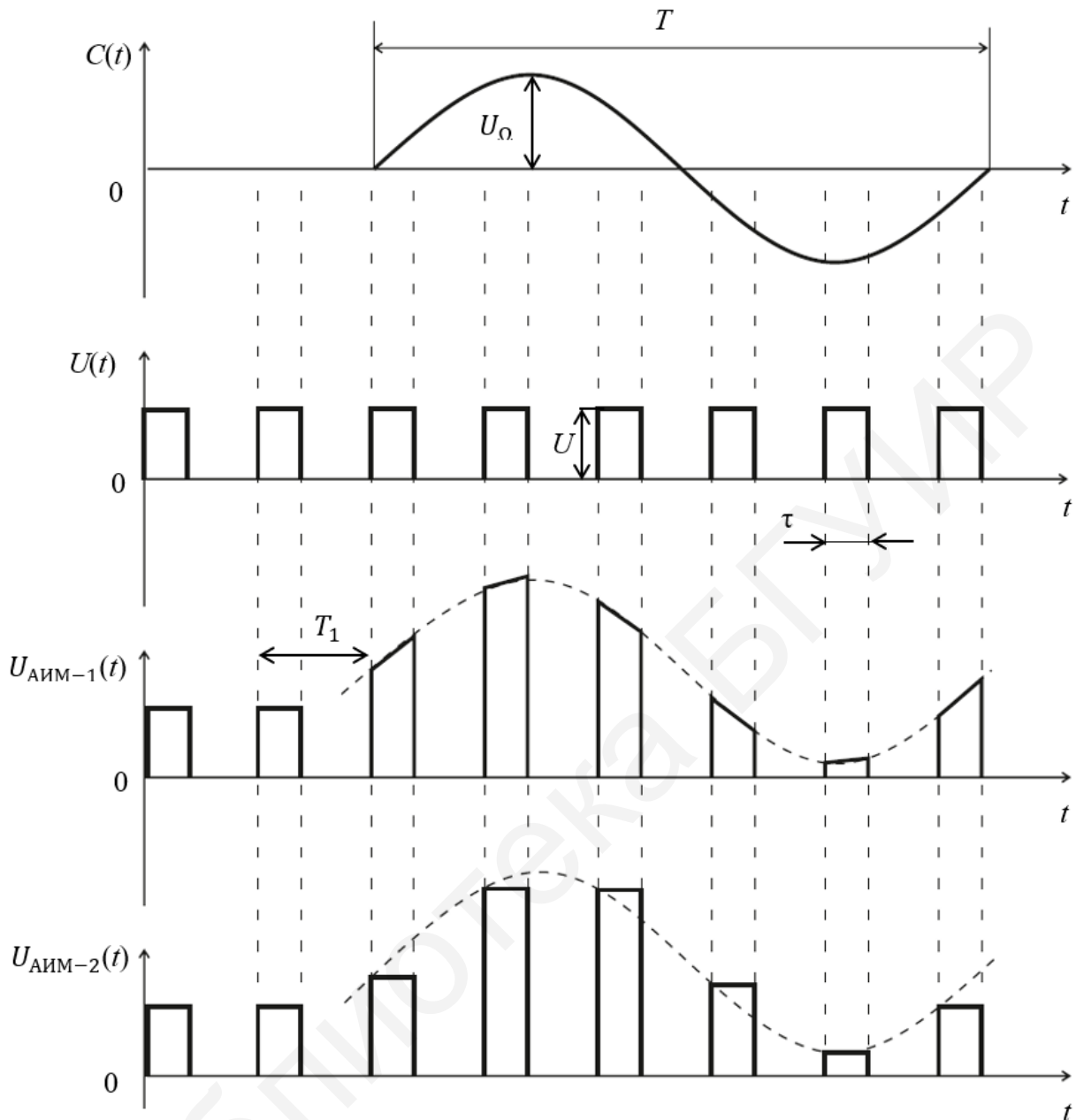


Рисунок 3.1 – Временные диаграммы АИМ-1 и АИМ-2 сигналов

В соответствии с определением АИМ амплитуда импульсов U при АИМ-1 будет изменяться по следующему закону:

$$U(t) = U(1 + m \sin \Omega t), \quad (3.4)$$

где m – коэффициент глубины модуляции, $m = kU_\Omega / U$;

k – коэффициент пропорциональности, устанавливающий связь между амплитудой модулирующего сообщения и изменением амплитуды импульсов носителя.

Подставив (3.4) в (3.3), получим выражение для АИМ-1 в виде

$$\begin{aligned}
 U_{\text{АИМ-1}}(t) &= U(1 + m \sin \Omega t) \left(\frac{1}{Q} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{Q} \cos k\omega_1 t \right) = \\
 &= \frac{U}{Q} + \frac{Um}{Q} \sin \Omega t + \frac{2U}{k\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sin \frac{k\pi}{Q} \cos k\omega_1 t + \frac{Um}{k\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sin \frac{k\pi}{Q} \sin(k\omega_1 \pm \Omega)t.
 \end{aligned}
 \tag{3.5}$$

Сравнение выражений (3.2) и (3.5) показывает, что в случае модуляции одним тоном Ω спектр амплитуд модулированной последовательности импульсов отличается от спектра немодулированной последовательности наличием составляющей с частотой модуляции Ω и боковых составляющих с частотами $k\omega_1 \pm \Omega$ возле каждой гармоники спектра немодулированной последовательности, представленной на рисунке 3.2.

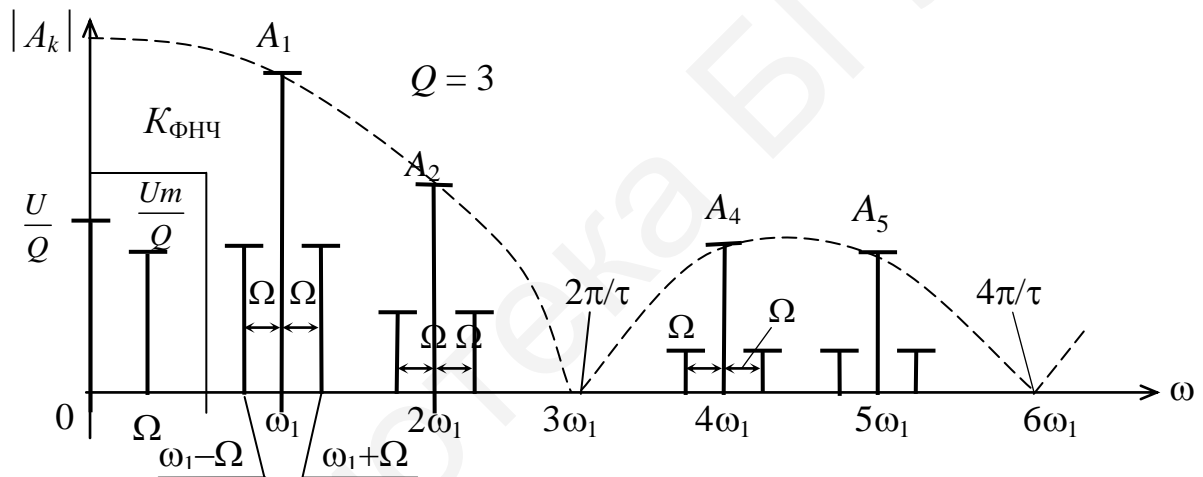


Рисунок 3.2 – Спектр амплитуд АИМ-1 сигнала

Появление в спектре составляющей с частотой Ω можно объяснить следующим образом. Если у последовательности импульсов постоянной высоты среднее значение также постоянно, то у последовательности импульсов, модулированных по амплитуде с частотой Ω (см. рисунок 3.1), и среднее значение изменяется с частотой Ω . Важно заметить, что ширина спектра последовательности импульсов, которую нужно сохранить при передаче, практически не изменяется в результате модуляции по амплитуде (появление боковых частот $k\omega_1 \pm \Omega$ не сказывается на ширине спектра).

Действительно, в обоих случаях необходимая ширина спектра определяется длительностью импульсов τ , которая при АИМ не изменяется:

$$\Delta\omega = 2\pi / \tau.
 \tag{3.6}$$

На практике в большинстве случаев принимают $\mu = 1$, т. е. необходимая полоса частот определяется первым лепестком спектра, где сконцентрировано около 90 % энергии всего сигнала. Так как в спектре есть модулирующая частота Ω , то выделить в приемнике первичный сигнал можно фильтром низких частот (см. рисунок 3.2), но для неискаженного выделения необходимо выполнить условие

$$\Omega < \omega_1 - \Omega \text{ или } \omega_1 > 2\Omega. \quad (3.7)$$

Условие (3.7) соответствует требованиям теоремы Котельникова, рассмотренной ранее.

Если последовательность импульсов модулируется не простым гармоническим сигналом, а сигналом, ширина спектра которого лежит в пределах от Ω_{\min} до Ω_{\max} , то в спектре модулированного сигнала появляются полосы частот $\Omega_{\min} - \Omega_{\max}$ и $k\omega_1 \pm (\Omega_{\min} - \Omega_{\max})$, как показано на рисунке 3.3.

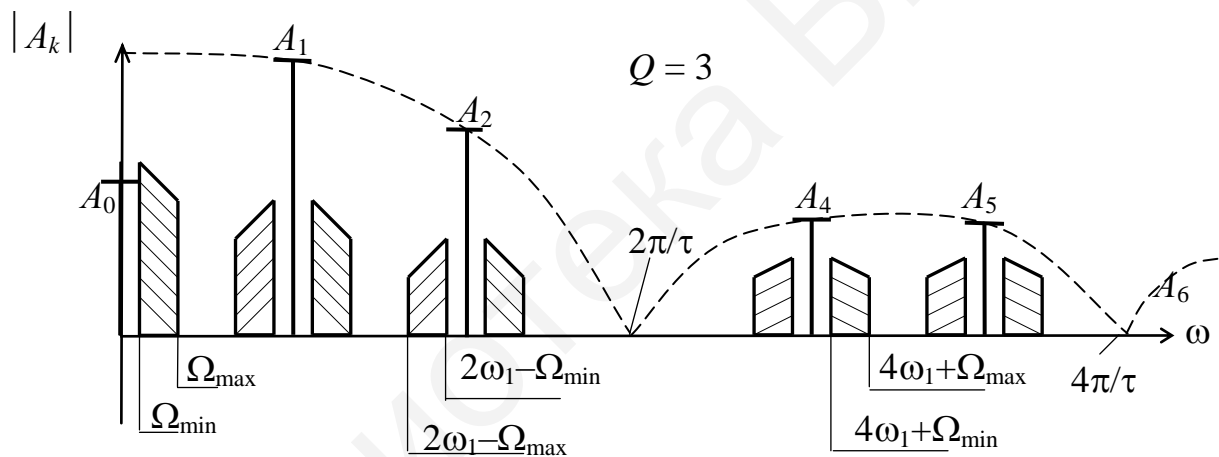


Рисунок 3.3 – Спектр амплитуд АИМ-1 сигнала при модуляции сложным сообщением

Выражение для сигнала АИМ-2 при модуляции одним тоном может быть получено в виде

$$U_{\text{АИМ-2}}(t) = \frac{U\tau}{T_1} \left(1 + m \frac{\sin(\Omega\tau/2)}{\Omega\tau/2} \sin \Omega t + \sum_{k=1}^{\infty} \left(2 \frac{\sin(k\omega_1\tau/2)}{k\omega_1\tau/2} \times \right. \right. \quad (3.8)$$

$$\left. \left. \times \cos k\omega_1 t + m \frac{\sin((k\omega_1 \pm \Omega)\tau/2)}{(k\omega_1 \pm \Omega)\tau/2} \right) \sin(k\omega_1 \pm \Omega)t \right).$$

Спектр амплитуд АИМ-2 показан на рисунке 3.4, где A_i – амплитуда i -гармонических составляющих.

Спектральный состав модулированной последовательности импульсов при АИМ-2 не отличается от спектрального состава при АИМ-1. Несколько изменяются только амплитуды боковых составляющих и составляющих с частотами спектра модулирующего сообщения (3.8).

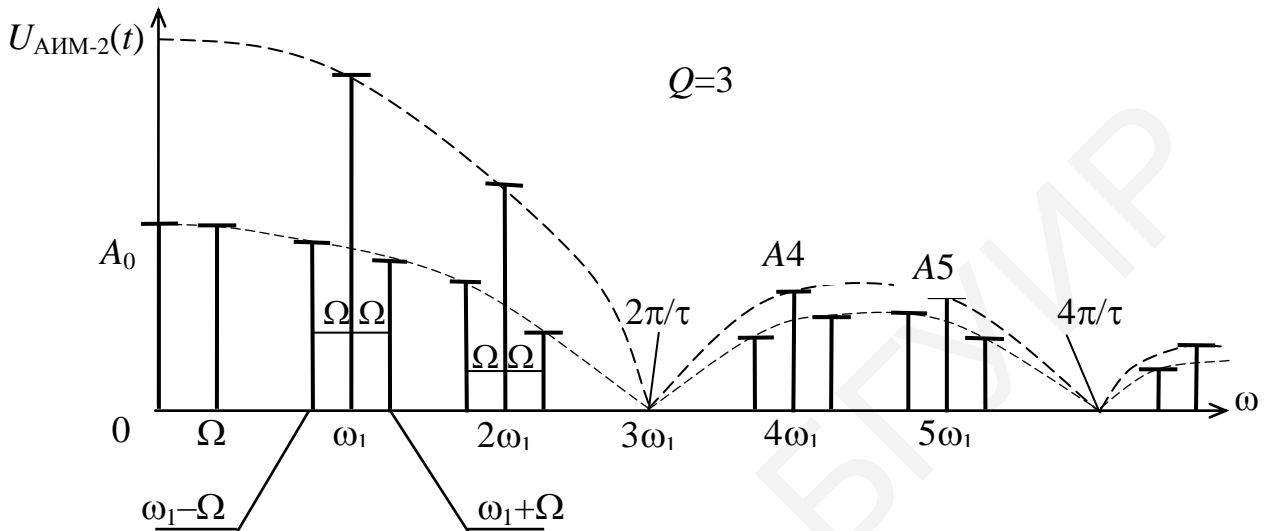


Рисунок 3.4 – Спектр амплитуд АИМ-2 сигнала

3.2 Фазоимпульсная модуляция

При ФИМ по закону изменения передаваемого сообщения $C(t) = U_{\Omega} \sin(\Omega t)$ изменяется величина временного сдвига импульсов импульсной несущей относительно тактовых точек (рисунок 3.5).

Если у немодулированного импульса фронт соответствует моменту времени $-\tau/2$, а спад – моменту времени $+\tau/2$, то для модулированного импульса эти моменты будут равны (рисунок 3.6):

$$\tau_1 = -\tau/2 + \Delta\tau \sin \Omega t, \quad (3.9)$$

$$\tau_2 = \tau/2 + \Delta\tau \sin \Omega(t - \tau), \quad (3.10)$$

где $\Delta\tau = kU_{\Omega}$ – максимальное изменение временного интервала относительно тактовой точки.

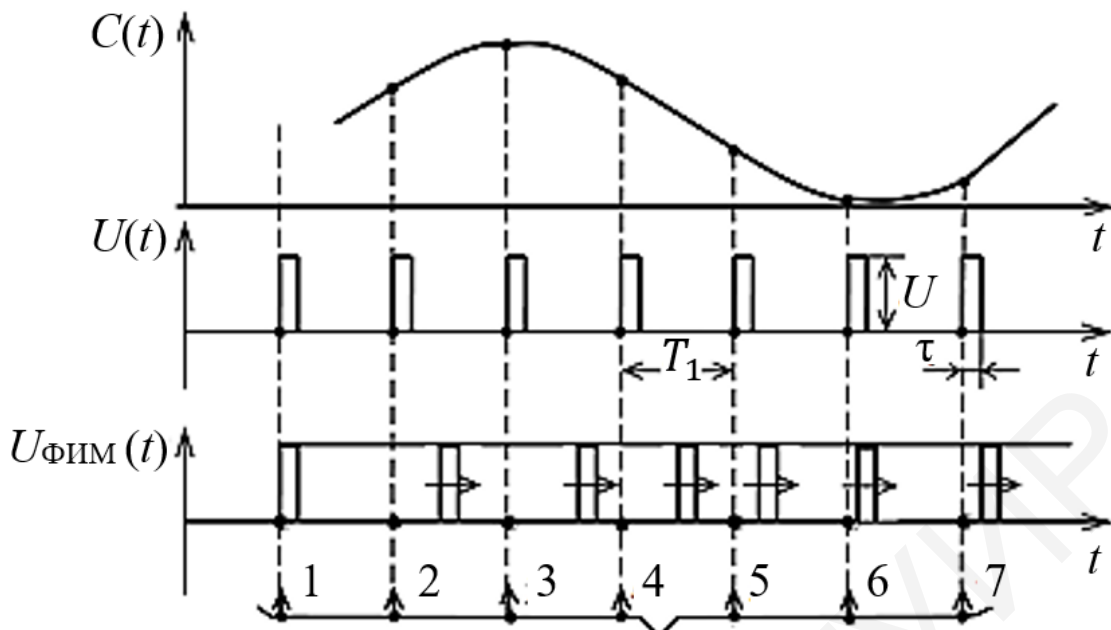


Рисунок 3.5 – Временные диаграммы ФИМ-сигнала

В выражении (3.10) время t заменено временем $t-\tau$, так как спад импульса смещен относительно фронта на интервал времени, равный длительности импульса τ (рисунок 3.6).

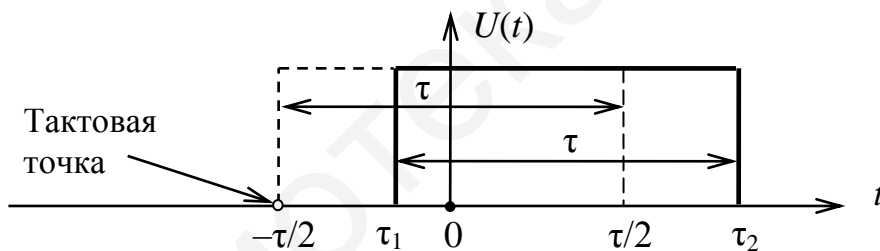


Рисунок 3.6 – ФИМ-сигнал на одном интервале времени

Для записи модулированного напряжения в формуле (3.10) для немодулированной последовательности, во-первых, заменим τ на $\tau_2 - \tau_1$, чтобы учесть смещение фронта и спада импульса, во-вторых, время t заменим временем $t - (\tau_2 + \tau_1)/2$, чтобы учесть смещение центра импульса относительно тактовой точки. Тогда

$$U_{\text{ФИМ}} = U \frac{\tau_2 - \tau_1}{T_1} \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin k\omega_1 (\tau_2 - \tau_1)/2}{k\omega_1 (\tau_2 - \tau_1)/2} \right) \cos k\omega_1 (t - (\tau_2 - \tau_1)/2)$$

или, заменив произведение синуса на косинус по формуле тригонометрических преобразований и подставив $T_1\omega_1 = 2\pi$, найдем

$$U_{\text{ФИМ}}(t) = U \frac{\tau_2 - \tau_1}{T_1} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{U}{k\pi} (\sin k\omega_1(t - \tau_1) - \sin k\omega_1(t - \tau_2)). \quad (3.11)$$

Заменив в (3.11) τ_1 и τ_2 согласно (3.9) и (3.10), получим

$$U_{\text{ФИМ}}(t) = U \frac{\tau}{T_1} - 2 \frac{U\Delta\tau}{T_1} \sin \frac{\Omega\tau}{2} \cos \Omega \left(t - \frac{\tau}{2} \right) + \frac{U}{k\pi} \sum_{k=1}^{\infty} (\sin k\omega_1 \left(t + \frac{\tau}{2} - \Delta\tau \sin \Omega t \right) - \sin k\omega_1 \left(t - \frac{\tau}{2} - \Delta\tau \sin \Omega(t - \tau) \right)). \quad (3.12)$$

В выражении (3.12) $\sin k\omega_1 \left(t + \frac{\tau}{2} - \Delta\tau \sin \Omega t \right)$ и $\sin k\omega_1 \left(t - \frac{\tau}{2} - \Delta\tau \sin \Omega(t - \tau) \right)$ заменим рядами Фурье, коэффициентами которых являются функции Бесселя, т. е.

$$\sin k\omega_1 \left(t + \frac{\tau}{2} - \Delta\tau \sin \Omega t \right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(k\omega_1\Delta\tau) \sin(k\omega_1 t + k\omega_1\tau/2 - n\Omega t), \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} \sin k\omega_1 \left(t - \frac{\tau}{2} - \Delta\tau \sin \Omega(t - \tau) \right) &= \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(k\omega_1\Delta\tau) \sin(k\omega_1 t - k\omega_1\tau/2 - n\Omega(t - \tau)). \end{aligned} \quad (3.14)$$

Подставив (3.13) и (3.14) в (3.12) и заменив разность синусов по тригонометрическим формулам, получим

$$\begin{aligned} U_{\text{ФИМ}}(t) &= \frac{U\tau}{T_1} - 2 \frac{U\Delta\tau}{T_1} \sin \frac{\Omega\tau}{2} \cos \Omega \left(t - \frac{\tau}{2} \right) + \\ &+ \frac{2U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{k} J_n(k\omega_1\Delta\tau) \sin \left((k\omega_1 - n\Omega) \frac{\tau}{2} \right) \cos \left((k\omega_1 - n\Omega)t + n\Omega \frac{\tau}{2} \right), \end{aligned} \quad (3.15)$$

где $\omega_1\Delta\tau = m_{\text{ФИМ}}$ – индекс модуляции при ФИМ.

Из анализа выражения (3.15) следует, что спектр сигнала при ФИМ содержит постоянную составляющую, составляющую с частотой модулирующего сигнала Ω , основную гармонику с частотой ω_1 ($k = 1$) и кратные ей высшие гармоники с частотами $k\omega_1$, вокруг которых размещаются полосы боковых гармоник с частотами $k\omega_1 \pm n\Omega$ (рисунок 3.7).

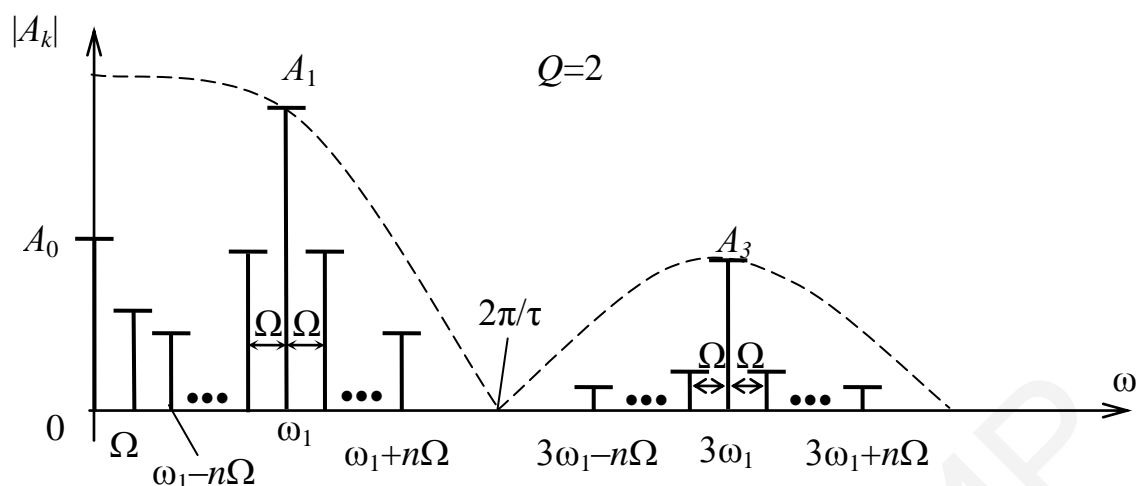


Рисунок 3.7 – Спектр ФИМ-сигнала при скважности $Q=2$

В заключение следует отметить, что сигнал ФИМ относится к широкополосным и его спектр намного шире спектра сообщения и простирается от постоянной составляющей до частоты $\omega_B = 2\pi/\tau$, а следовательно, необходимая полоса частот

$$\Delta\omega_{\text{ФИМ}} = \frac{2\pi}{\tau}. \quad (3.16)$$

Доля мощности, заключенная в составляющих с частотами выше ω_B , настолько мала, что эти составляющие можно не учитывать.

3.3 Широтно-импульсная модуляция

При ШИМ длительность импульсов изменяется пропорционально модулирующему сообщению, а их амплитуда остается постоянной.

Рассмотрим модуляцию одним тоном, т. е. когда модулирующий сигнал описывается выражением

$$C(t) = U_{\Omega} \sin \Omega t. \quad (3.17)$$

Различают одностороннюю (рисунок 3.8) и двустороннюю (рисунок 3.9) ШИМ.

При односторонней ШИМ изменение длительности импульса происходит только за счет перемещения одного из фронтов. При двусторонней ШИМ перемещаются и передний и задний фронты импульсов симметрично относительно их центра, соответствующего тактовым точкам.

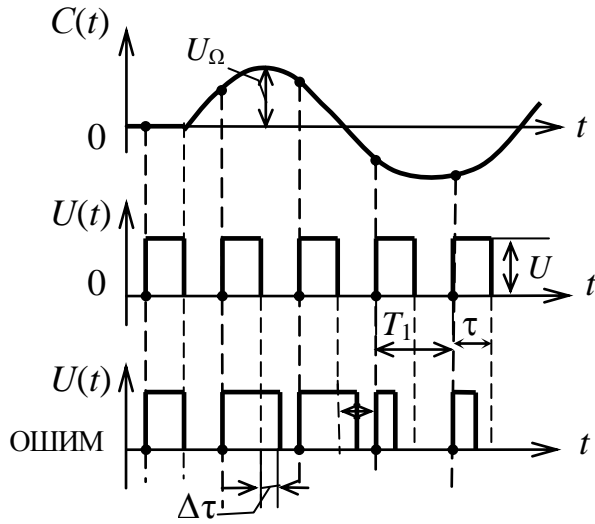


Рисунок 3.8 – Односторонняя ШИМ

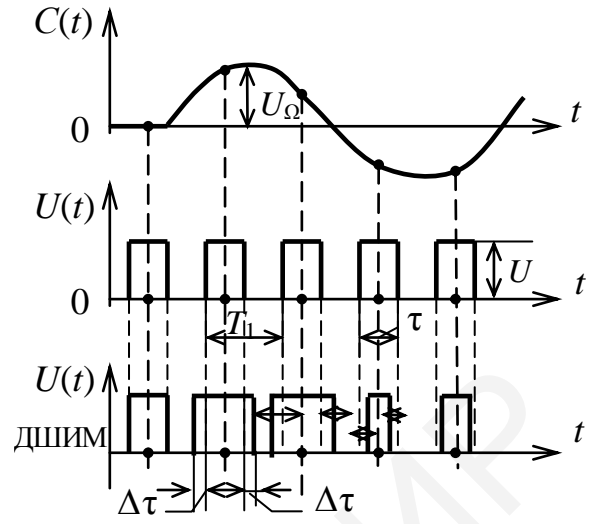


Рисунок 3.9 – Двусторонняя ШИМ

Обозначим через $\Delta\tau = kU_\Omega$ максимальное приращение ширины импульса. Длительность импульса при модуляции сигналом (3.17) равна

$$\tau(t) = \tau + \Delta\tau \sin \Omega t. \quad (3.18)$$

Подставив полученное значение $\tau(t)$ в выражение (3.1), получим выражение для сигнала с ШИМ:

$$U_{\text{ШИМ}}(t) = U \left(\frac{\tau + \Delta\tau \sin \Omega t}{T_1} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin \left(k\pi \frac{\tau + \Delta\tau \sin \Omega t}{T_1} \right) \cos k\omega_1 t \right).$$

Обозначим $k\pi\Delta\tau/T_1 = B_k$. После тригонометрических преобразований получим

$$U_{\text{ШИМ}}(t) = \frac{U\tau}{T_1} + \frac{U\Delta\tau \sin \Omega t}{T_1} + \frac{2U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \left(\sin k\pi \frac{\tau}{T_1} \cos(B_k \sin \Omega t) + \cos k\pi \frac{\tau}{T_1} \sin(B_k \cos \Omega t) \right) \cos k\omega_1 t. \quad (3.19)$$

Заметим, что выражение под знаком суммы можно преобразовать, используя известные соотношения:

$$\begin{aligned} \cos(B_k \sin \Omega t) &= J_0(B_k) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(B_k) \cos 2n\Omega t, \\ \sin(B_k \cos \Omega t) &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(B_k) \sin(2n-1)\Omega t. \end{aligned}$$

Здесь $J_{2n}(B_k)$ и $J_{2n-1}(B_k)$ – значения функции Бесселя первого рода порядка $2n$ и $2n-1$ от аргумента B_k .

Для сокращения записи обозначим

$$\frac{1}{k} \sin k\pi \frac{\tau}{T_1} = C_k \quad \text{и} \quad \frac{1}{k} \cos k\pi \frac{\tau}{T_1} = D_k.$$

Окончательно получим следующее выражение для последовательности импульсов при ШИМ:

$$\begin{aligned} U_{\text{ШИМ}}(t) = & U \frac{\tau}{T_1} + \frac{U\Delta\tau}{T_1} \sin \Omega t + \frac{2U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} C_k J_0(B_k) \cos k\omega_1 t + \\ & + \frac{2U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} C_k \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(B_k) \cos(k\omega_1 \pm 2n\Omega)t + \\ & + \frac{2U}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} D_k \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(B_k) \sin(k\omega_1 \pm (2n-1)\Omega)t. \end{aligned} \quad (3.20)$$

Выражение (3.20) определяет спектральный состав ШИМ-сигнала. Первое слагаемое представляет собой постоянную составляющую $U\tau/T_1$; второе – колебание с частотой сигнала Ω и амплитудой $U\Delta\tau/T_1$; кроме того, в спектре содержатся гармоники частоты дискретизации с амплитудами $(2U/\pi)C_k J_0(B_k)$. Около каждой из этих гармоник расположены верхняя и нижняя боковые полосы частот с частотами $k\omega_1 \pm 2n\Omega$ и $k\omega_1 \pm (2n-1)\Omega$ (рисунок 3.10).

Если сравнить между собой выражения для ФИМ-сигнала (3.15) и для ШИМ-сигнала (3.20), то можно сделать вывод о том, что оба спектра по составу гармонических составляющих одинаковы (см. рисунки 3.7 и 3.10), однако амплитуды этих составляющих различны.

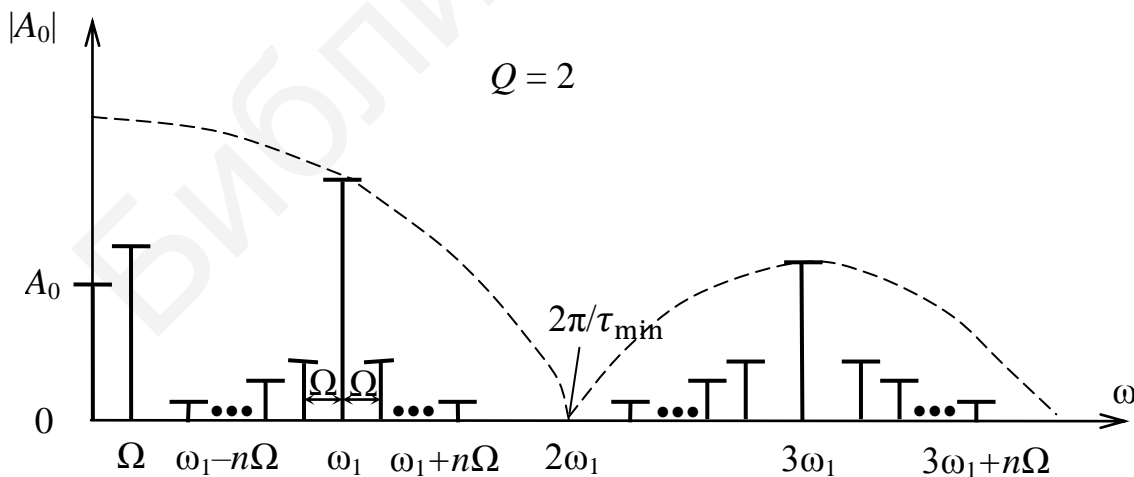


Рисунок 3.10 – Спектр ШИМ-сигнала

При ФИМ амплитуды спектральных составляющих низкочастотного сигнала пропорциональны Ω (т. е. их частотам) и значительно меньше, чем при АИМ и ШИМ, что накладывает свои особенности при демодуляции сигналов с ФИМ.

В заключение следует отметить, что необходимая полоса частот для сигналов с ШИМ определяется длительностью самого короткого импульса ($\tau_{\min} = \tau - \Delta\tau$), т. е.

$$\Delta\omega_{\text{ШИМ}} = \frac{2\pi}{\tau_{\min}}, \quad (3.21)$$

а коэффициент (индекс) модуляции определяется выражением

$$m_{\text{ШИМ}} = \frac{\Delta\tau}{\tau}. \quad (3.22)$$

3.4 Спектры радиоимпульсов при амплитудной модуляции несущей

Если видеоимпульс заполнить токами высокой частоты, то получим радиоимпульс.

На рисунке 3.11 показан процесс получения радиоимпульса на базе сигнала АИМ-1-АМ.

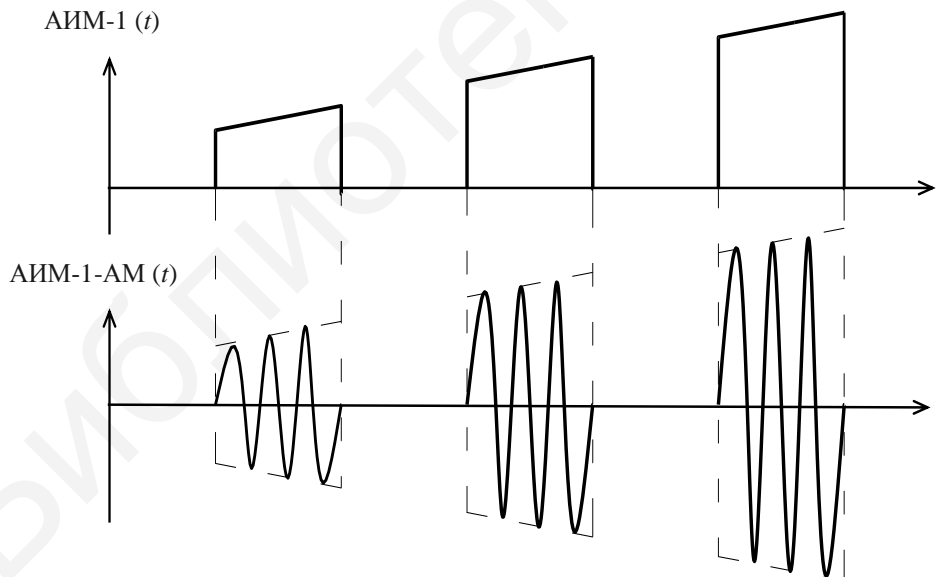


Рисунок 3.11 – Форма радиоимпульсов

Независимо от вида импульсной модуляции поднесущей и при амплитудной модуляции несущей для нахождения спектра необходимо:

- построить спектр импульсно-модулированного сигнала;

- в спектре импульсно-модулированного сигнала уменьшить вдвое амплитуды всех гармонических составляющих;
- исключить постоянную составляющую;
- полученный спектр сдвинуть по оси частот вправо на величину несущей;
- построить зеркальное отображение полученного спектра.

При ФМ и ЧМ несущей правило построения спектров будут те же, за исключением того, что амплитуды гармонических составляющих будут определяться индексами частотной и фазовой модуляции (см. раздел 2).

Полоса частот для радиоимпульсов в два раза шире полосы частот видеоимпульсов.

В качестве примера построим спектр АИМ-1-АМ сигнала (рисунок 3.12) по правилам, изложенным выше.

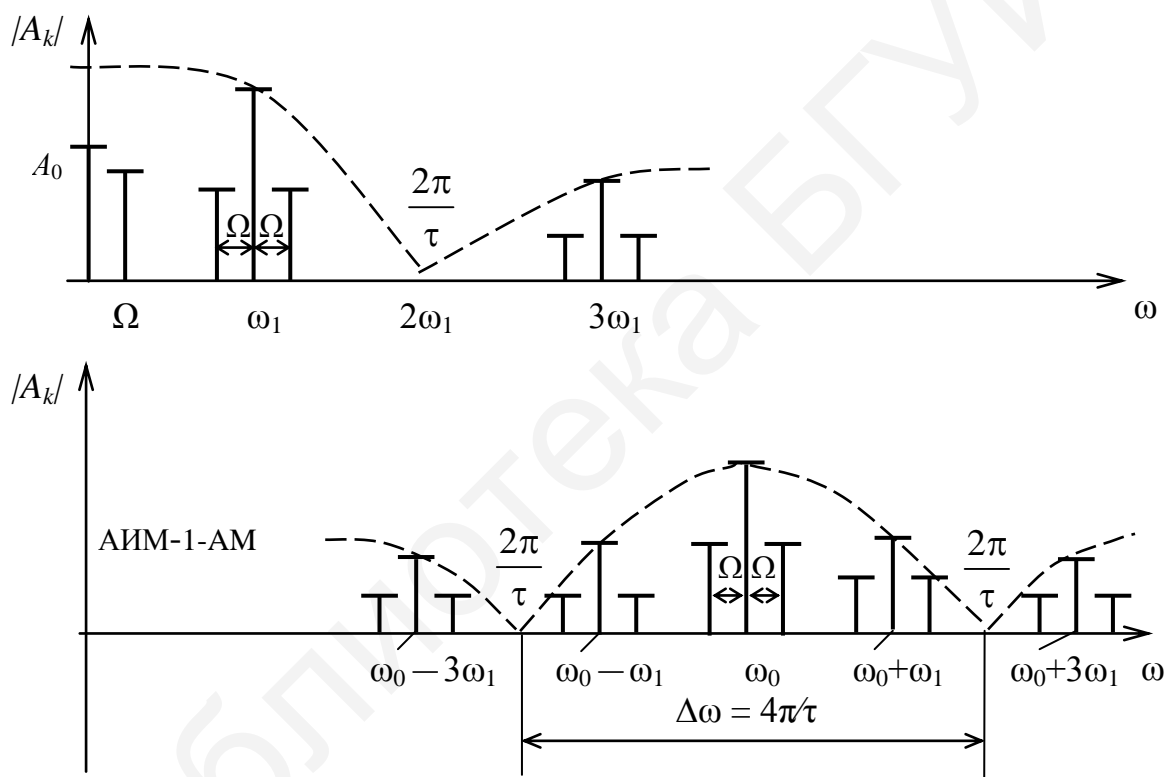


Рисунок 3.12 – Процесс построения спектра для радиоимпульсов

4 ЦИФРОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ (МАНИПУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ)

Как отмечалось в подразделе 1.4, центральной проблемой при построении любой системы связи и телемеханики является выбор и техническая реализация способов введения передаваемой информации в физический переносчик в точке передачи и выделения этой информации в точке приема. Эта задача известна как проблема модуляции и демодуляции.

Практически во всех современных системах связи и телемеханики используются методы цифровой модуляции и цифровая обработка сигналов при демодуляции. Такие системы принято называть **цифровыми системами передачи информации**, а сигналы в них — **манипулированными**. Современные достижения радиоэлектроники обеспечивают возможность реализовать в передатчике и приемнике системы связи и телемеханики достаточно сложные алгоритмы цифровой обработки электрических сигналов. В результате качество передачи практически любых сообщений в цифровых системах оказывается выше, чем качество передачи этих сообщений с помощью аналоговых систем связи. Например, оказалось **возможным** передавать **сообщения** в присутствии шума и помех с большей точностью или передавать больше сообщений при прочих равных условиях.

При цифровых видах модуляции любые сообщения представляются в цифровой форме, т. е. в виде последовательностей битов $\{0, 1\}$ и подлежащие передаче биты длительностью T_b обычно сначала преобразуются в последовательность положительных и отрицательных электрических импульсов длительностью T_c прямоугольной формы (рисунок 4.1).

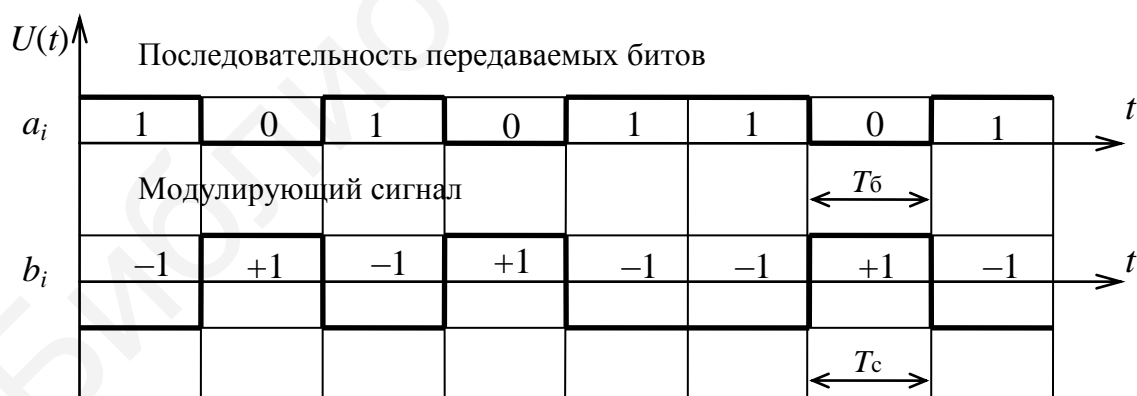


Рисунок 4.1 – Временные диаграммы сигналов в устройствах цифровой системы передачи

На рисунке 4.1 $T_b = T_c$, но как будет показано далее, T_b может отличаться от T_c . Последовательность полученных таким способом импульсов называют **модулирующим сигналом**. Преобразование последовательности битов в по-

следовательность электрических импульсов осуществляется по следующему правилу: $0 \Rightarrow b$, $1 \Rightarrow -b$, где $b > 0$ – амплитуда импульса.

Как правило, в качестве переносчика информации используется гармоническое колебание $s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi)$, основными параметрами которого, доступными для модуляции, являются амплитуда A , частота F_1 и фаза φ . В зависимости от того, какие именно параметры носителя изменяются, в цифровых системах различают амплитудную (АМП), фазовую (ФМП) и частотную (ЧМП) манипуляции (перемещения между дискретными состояниями).

На практике наибольшее применение получили M -ичные (многопозиционные) системы модуляции.

Многопозиционная модуляция предполагает переход от двоичного алфавита символов $\{0, 1\}$ дискретного сообщения к M -ичному:

$$M = 2^m, \quad (4.1)$$

где M – число различных состояний информационного параметра сигнала;
 m – длина преобразуемых последовательностей двоичных символов.

К примеру, при $M = 4$ алфавит включает четыре символа $\{00, 01, 10, 11\}$. При $M = 2$ (двоичная модуляция) алфавит состоит всего из двух бинарных символов $\{0, 1\}$.

Каждый двоичный символ (бит) передается в течение времени T_6 , равного его длительности. Скорость передачи R_6 , выраженная в битах в секунду, определяется соотношением

$$R_6 = \frac{1}{T_6}. \quad (4.2)$$

Длительность передачи модулирующего сигнала (M -ичного символа) вычисляется по формуле

$$T_c = mT_6 = T_6 \log_2 M. \quad (4.3)$$

Тогда скорость передачи M -ичных символов (символьная скорость) рассчитывается по формуле

$$R_c = \frac{1}{T_c} = \frac{1}{T_6 \log_2 M} = \frac{R_6}{\log_2 M}, \quad (4.4)$$

и измеряется в бодах (скорость манипуляции).

Применение многопозиционной модуляции позволит увеличить скорость передачи информации в линии связи, что подтверждается формулой Найквиста, определяющей зависимость максимальной скорости передачи информации (данных) C [бит/с] от ширины полосы пропускания ΔF без учета шума в канале:

$$C = 2\Delta F \log_2 M. \quad (4.5)$$

Если сигнал имеет два состояния, то пропускная способность равна удвоенному значению ширины полосы пропускания линии связи. Если же передатчик использует более чем два устойчивых состояния сигнала для кодирования данных, то пропускная способность линии повышается, так как за один такт работы передатчик передает несколько битов исходных данных (4.4).

Хотя формула Найквиста явно не учитывает наличие шума, косвенно его влияние отражается в выборе числа состояний информативного параметра сигнала, определяемого выражением

$$M = \sqrt{1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}}, \quad (4.6)$$

где P_c – мощность сигнала;

$P_{\text{ш}}$ – мощность шума.

Для повышения пропускной способности канала хотелось бы увеличить это число до значительной величины, но на практике этого сделать нельзя из-за шума на линии и ограничения энергетической нагрузки на канал. Поэтому число возможных состояний сигнала фактически ограничивается соотношением мощности сигнала и шума, а формула Найквиста определяет предельную скорость передачи данных в том случае, когда количество состояний уже выбрано с учетом возможностей устойчивого распознавания приемником.

В общем виде модулированный сигнал записывается следующим образом:

$$s(t) = A(t) \cos[2\pi F_1 t + \varphi(t)], \quad (4.7)$$

где $A(t)$, $\varphi(t)$ – законы изменения амплитуды и фазы сигнала;

F_1 – частота несущего гармонического колебания.

Выражение (4.7) можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} s(t) &= A(t) \cos(2\pi F_1 t) \cos \varphi(t) - A(t) \sin(2\pi F_1 t) \sin \varphi(t) = \\ &= I(t) \cos(2\pi F_1 t) - Q(t) \sin(2\pi F_1 t), \end{aligned} \quad (4.8)$$

где

$$I(t) = A(t) \cos \varphi(t) = \operatorname{Re} [A(t) e^{j\varphi(t)}], \quad (4.9)$$

$$Q(t) = A(t) \sin \varphi(t) = \operatorname{Im} [A(t) e^{j\varphi(t)}]. \quad (4.10)$$

Согласно выражению (4.8) модулированный радиосигнал можно представить в виде двух гармонических колебаний, модулированных сигналами $I(t)$ и $Q(t)$ и отличающихся начальным фазовым сдвигом, равным 90° . В этом выра-

жении составляющая $I(t)\cos(2\pi F_1 t)$ носит название *синфазной*, а $Q(t)\sin(2\pi F_1 t)$ – *квадратурной*.

Из выражений (4.9) и (4.10) получим соотношения для $A(t)$ и $\varphi(t)$:

$$A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}, \quad \varphi(t) = \arctg \frac{I(t)}{Q(t)} \quad (4.11)$$

С учетом выражения (4.11) становится возможным графическое представление сигналов цифровой модуляции на комплексной плоскости (рисунок 4.2).

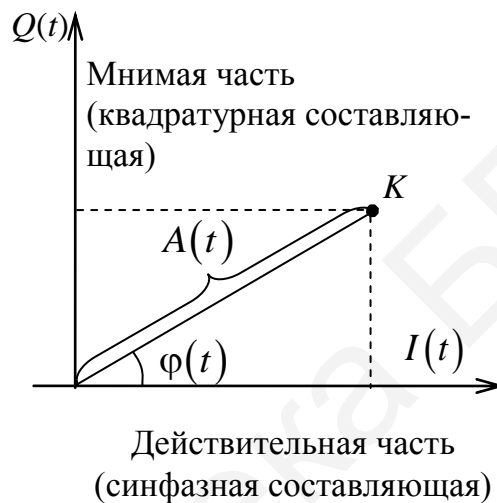


Рисунок 4.2 – Представление сигнальных точек на комплексной плоскости

Точка K соответствует одному из состояний сигнала, а их совокупность, отражающая все состояния, называется *сигнальным созвездием*. Кроме того, выражения (4.11) показывают, что изменяя амплитуду квадратурной $Q(t)$ и синфазной $I(t)$ составляющих можно получить АМП и ФМП или их совокупность.

Наряду с сигнальными созвездиями часто используются так называемые *диаграммы фазовых переходов*, которые представляют собой графические изображения траекторий перемещения сигнальных точек в сигнальном созвездии при переходе от одного передаваемого символа к другому. Рассмотрим более подробно основные виды манипулированных сигналов.

4.1 Амплитудная манипуляция

4.1.1 Двоичная амплитудная манипуляция

Во многих телемеханических устройствах различного назначения формируются дискретные первичные сигналы в виде некоторой последовательности

однополярных или двухполярных прямоугольных импульсов (рисунок 4.3, а, б). При амплитудной модуляции этими сигналами гармонического носителя получим сигнал передачи, амплитуда которого имеет только два значения: U и 0 (рисунок 4.3, в) или U_{\max} и U_{\min} (рисунок 4.3, г). Такой вид модуляции называют амплитудной манипуляцией.

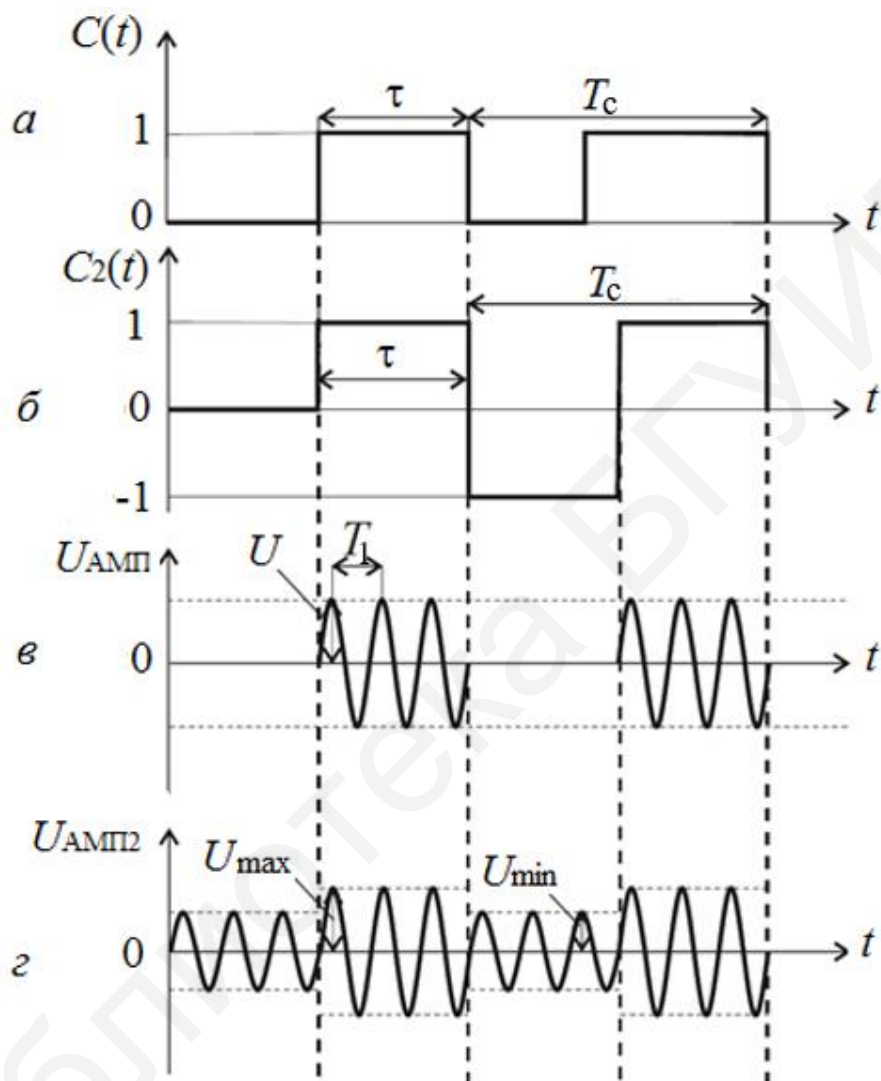


Рисунок 4.3 – Амплитудно-манипулированный сигнал

Если модулирующий сигнал меняется во времени от 0 до 1 (см. рисунок 4.3, а), то амплитудно-манипулированный сигнал запишется так:

$$U_{\text{АМП}}(t) = U \frac{1 - m + 2mC(t)}{1 + m} \sin \omega_1 t, \quad (4.12)$$

где ω_1 – круговая частота носителя, $\omega_1 = 2\pi/T_1$;

m – коэффициент глубины модуляции, $m = (U_{\max} - U_{\min}) / (U_{\max} + U_{\min})$.

Для построения спектров достаточно знать спектральное разложение модулирующих импульсов $C(t)$, которое затем подставляется в выражение (4.12).

Модулирующие импульсы при единичной амплитуде можно записать в виде ряда Фурье:

$$C(t) = \frac{1}{Q} + \frac{2}{Q} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(\pi k / Q)}{\pi k / Q} \cos \Omega k t, \quad (4.13)$$

где Ω – круговая частота повторения импульсов $\Omega = 2\pi / T_c = 2\pi F_c$;

Q – скважность модулирующего сигнала, $Q = T_c / \tau$.

Подставив (4.13) в (4.12), получим выражение для спектра АМП-сигнала в виде

$$U_{\text{АМП}} = \frac{Q(1-m) + 2m}{Q(1+m)} \sin \omega_1 t + \frac{2mU}{Q(1+m)} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{\pi k}{Q}\right)}{\frac{\pi k}{Q}} \times$$

$$\times (\sin(\omega_1 + k\Omega t) + \sin(\omega_1 - k\Omega t)t). \quad (4.14)$$

Анализ (4.14) показывает, что АМП-сигнал имеет, кроме составляющей на частоте ω_1 , еще верхнюю и нижнюю боковые составляющие на частотах $\omega_1 \pm k\Omega$. В выражении (4.14) при преобразовании исключено слагаемое $(1-m)/(1+m)$, так как существенного значения для состава спектра оно не имеет.

Для стопроцентной модуляции ($m = 1$) амплитуды несущей и боковых составляющих определяются выражениями

$$U_{\text{н}} = \frac{U}{Q}; \quad U_{\text{бок}} = \frac{U}{Q} \left| \frac{\sin(\pi k / Q)}{\sin(\pi k / Q)} \right|. \quad (4.15)$$

Примеры спектров АМП-сигналов при $m = 1$ и $m = 0,5$ приведены на рисунке 4.4.

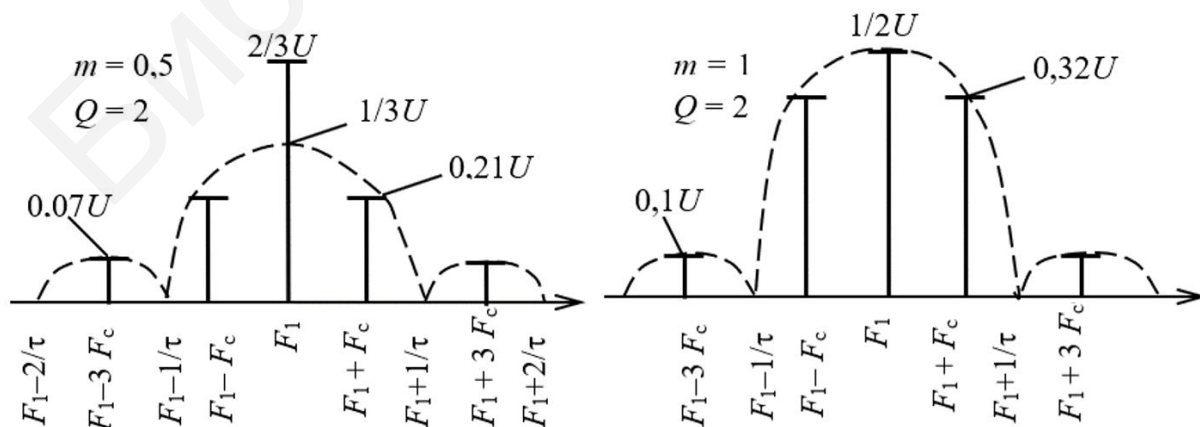


Рисунок 4.4 – Спектры АМП-сигналов

Рассматривая рисунок 4.4, можно заметить ряд закономерностей в спектрах АМП-сигналов:

- форма боковых полос аналогична форме спектра модулирующих импульсов;
- спектр модулированного сигнала вдвое шире спектра модулирующих импульсов, т. е. $\Delta F = 2/\tau$;
- форма спектра всегда симметрична относительно несущей частоты;
- амплитуда составляющей на несущей частоте вписывается в огибающую спектра при $m = 1$;
- при уменьшении коэффициента модуляции энергия несущей возрастает, а энергия боковых полос падает.

4.1.2 M-ичная амплитудная манипуляция

При M-ичной амплитудной манипуляции амплитуда передаваемого сигнала скачкообразно изменяется в соответствии с символами передаваемого сообщения:

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi F_1 t + \varphi_0). \quad (4.16)$$

Здесь $A(t)$ может принимать M возможных амплитуд, соответствующих $M = 2^m$ возможным m -битовым символам, т. е.

$$A(t) = (2i - 1 - M) \frac{d}{2}, \quad i = \overline{1, M}, \quad (4.17)$$

где d – расстояние между двумя соседними точками сигнального созвездия.

На рисунке 4.5 дана геометрическая иллюстрация формируемого ансамбля амплитудно-манипулированных сигналов при объеме алфавита $M = 2$, $M = 4$, $M = 8$, $d = 2$.

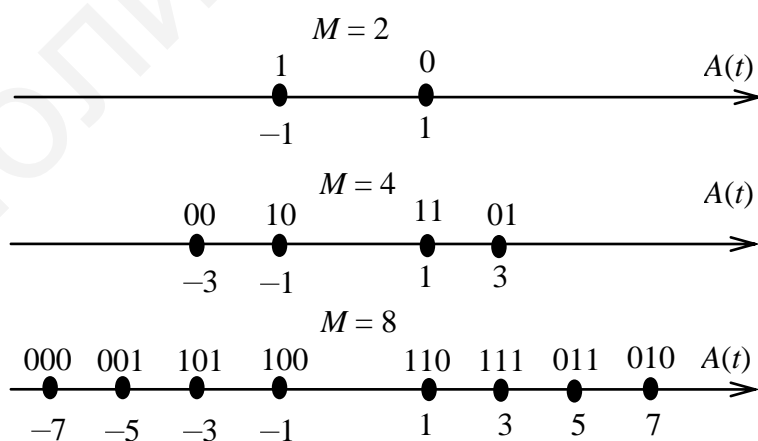


Рисунок 4.5 – Сигнальные созвездия ансамбля АМП-сигналов

Можно заметить, что двоичные символы, создаваемые источником дискретных сообщений, предварительно кодируются кодом Грея. В результате соседние сигнальные точки отображают двоичные последовательности, отличающиеся одним двоичным символом. Это свойство очень важно при рассмотрении характеристик помехоустойчивости демодуляторов и, как показано в пункте 6.3.6, в случае искажения сигнала в канале связи ошибка не превосходит цены младшего разряда.

Функциональная схема устройства формирования М-АМП сигнала приведена на рисунке 4.6

Преобразованная последовательность входных битов преобразователем уровня $DA1$ поступает на вход демультиплексора $DD1$, который разделяет входную последовательность на m последовательностей. Блок задержек $DD2$ выравнивает по времени эти последовательности, блок расширителя $DD3$ увеличивает длительность каждого до значения длительности канального символа $T_c = mT_6$. Цифроаналоговым преобразователем $DA2$ формируется амплитуда синфазной составляющей I согласно (4.17), квадратурная составляющая при этом равна нулю. На выходе перемножителя $DA3$ получаем М-АМП сигнал.

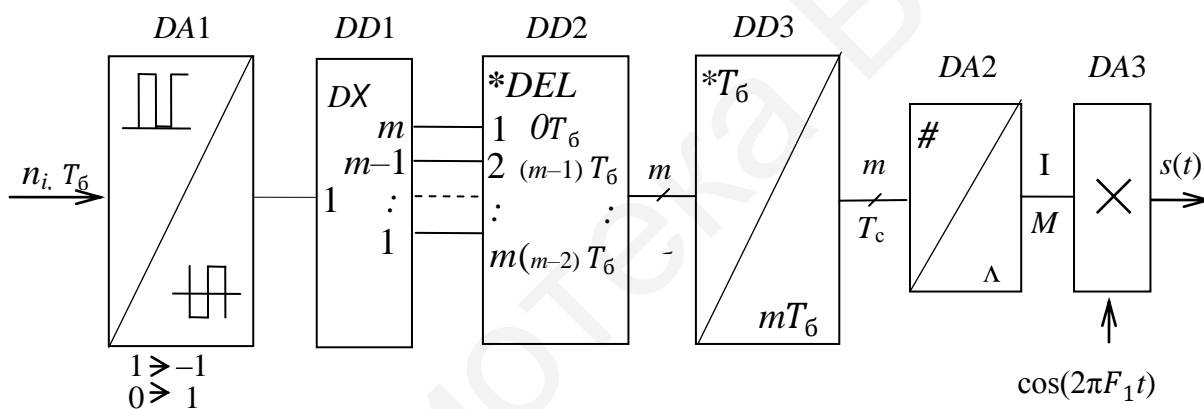


Рисунок 4.6 – Функциональная схема устройства формирования М-АМП сигнала

4.2 Фазовая манипуляция

При ДФМП один канальный символ переносит один передаваемый бит.

При фазовой манипуляции фаза переносчика $S(t)$ отличается от текущей фазы немодулированного несущего колебания на конечное число значений в соответствии с символами передаваемого сообщения $C(t)$:

$$s(t) = A(t) \cos \{ 2\pi F_1 t + \varphi[c(t)] + \varphi_0 \}. \quad (4.18)$$

Существует два типа фазовой манипуляции – двоичная (бинарная) фазовая манипуляция (ДФМП) и квадратурная фазовая манипуляция (КФМП).

4.2.1 Двоичная фазовая манипуляция

При ДФМП один канальный символ переносит один передаваемый бит.

Различают абсолютную (АФМП) и относительную (дифференциальную) (ОФМП) фазовые манипуляции. При АФМП (рисунок 4.7, в) фаза несущей изменяется при каждом фронте передаваемых сигналов.

Получающийся сигнал имеет следующий вид (для одного периода передачи бита):

$$s(t) = \begin{cases} A\cos(2\pi F_1 t) & \text{Двоичная 1,} \\ A\cos(2\pi F_1 t + \pi) & \text{Двоичный 0.} \end{cases} \quad (4.19)$$

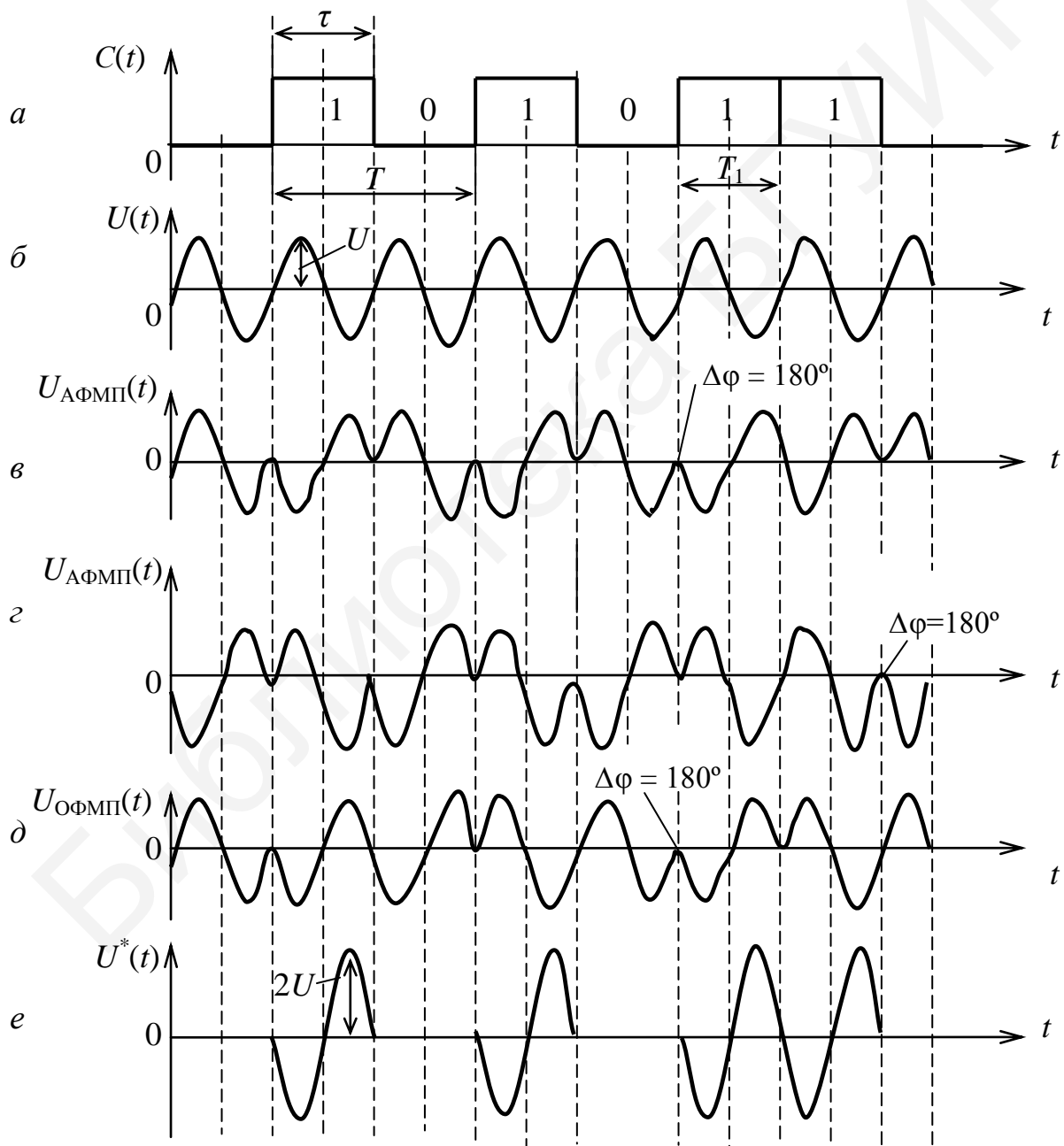
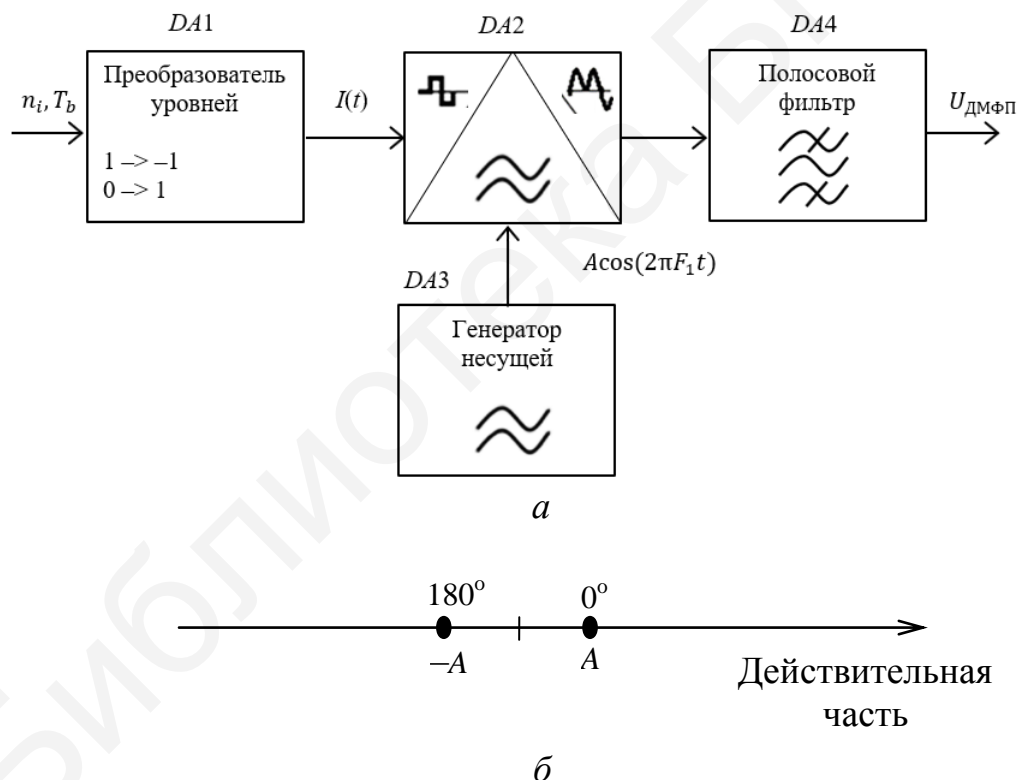


Рисунок 4.7 – Абсолютная и относительная фазовые манипуляции

При ОФМП (рисунок 4.7, *д*) фаза сигнала изменяется только при передаче двоичной единицы, а при передаче двоичного нуля фаза совпадает с фазой предыдущей посылки. Такая схема называется относительной (дифференциальной), поскольку сдвиг фаз выполняется относительно предыдущего переданного бита, а не относительно какого-то эталонного сигнала. Схема ОФМП делает излишним строгое согласование местного генератора приемника и передатчика, так как изменение фазы при ОФМП всегда указывает на возникновение двоичной единицы, а отсутствие этого изменения – на передачу двоичного нуля, т. е. невозможна обратная работа демодулятора, когда при паразитном изменении фазы в линии связи двоичные единицы будут приняты как двоичные нули и наоборот как при АФМП (рисунок 4.7, *з*). На рисунке 4.7, *е* показан амплитудно-манипулированный сигнал с амплитудой, вдвое большей амплитуды невозмущенного носителя, используемый при рассмотрении спектра сигнала с ФМП (пункт 4.2.6).

Функциональная схема модулятора и сигнальное созвездие ДФМП-сигнала, соответствующее выражению (4.19), приведены на рисунке 4.8.



a – функциональная схема модулятора; *б* – сигнальное созвездие

Рисунок 4.8 – Схема формирования ДФМП-сигналов

Следует отметить, что ДФМП является одной из самых простых форм цифровой манипуляции и широко используется в телеметрии при формировании широкополосных сигналов. Основным недостатком ДФМП заключается в том, что при манипуляции прямоугольным сигналом получают очень резкие

переходы, и в результате сигнал занимает очень широкий спектр. Большинство ДФМП-модуляторов применяют определенные типы фильтрации, которые делают переходы фазы менее резкими, тем самым сужается спектр сигнала. Операция фильтрации практически всегда выполняется над модулирующим сигналом до манипуляции (рисунок 4.9).

Такой фильтр, как правило, называют фильтром основной частоты. Однако при уменьшении полосы частот, занимаемой радиосигналом, путем фильтрации приходится учитывать возникающую при этом проблему межсимвольной интерференции.

Здесь после модулятора добавлены усилитель мощности радиосигнала и узкополосный высокочастотный фильтр. Основное назначение фильтра состоит в том, чтобы ослабить излучение передатчика на частотах, кратных основной частоте несущего колебания; опасность таких излучений обусловлена нелинейными эффектами в усилителе мощности, которые, как правило, имеют место и усиливаются при попытке увеличения эффективности этого усилителя.

Часто данный фильтр используется одновременно и для приемника – он подавляет сильные сторонние сигналы вне полосы частот полезных радиосигналов до преобразования частоты «вниз».

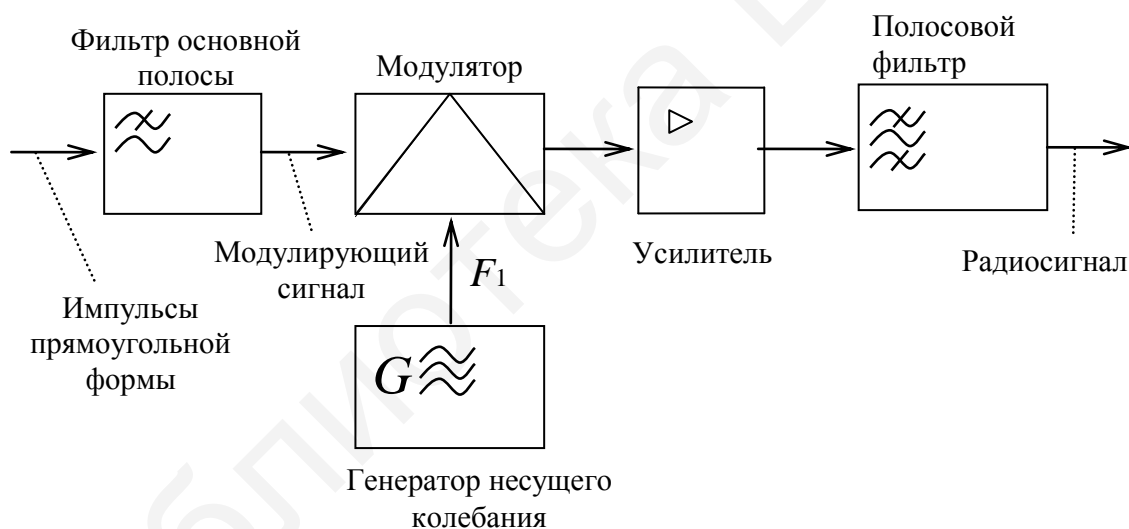


Рисунок 4.9 – Функциональная схема формирования ДФМП-радиосигнала

4.2.2 Квадратурная фазовая манипуляция

Как уже отмечалось ранее, при ДФМП один канальный символ переносит один передаваемый бит. Однако один канальный символ может переносить большее число информационных битов. Например, пара следующих друг за другом битов может принимать четыре значения: $\{0, 0\}$ $\{0, 1\}$ $\{1, 0\}$ $\{1, 1\}$. Такой вид манипуляции называется квадратурной, смысл ее поясняется в пунктах 4.2.2–4.2.5.

Если для передачи каждой пары использовать один канальный символ, то потребуется четыре канальных символа, например $\{s_1(t), s_2(t), s_3(t), s_4(t)\}$, так что $M = 4$. При этом скорость передачи символов в канале связи оказывается в два раза ниже, чем скорость поступления информационных битов на вход модулятора и, следовательно, каждый канальный символ теперь может занимать временной интервал длительностью $T_c = 2T_{\text{б}}$. При M -ичной квадратурной фазовой манипуляции радиосигнал КФМП- M может быть записан в следующем виде:

$$s(t) = A \cos [2\pi F_1 t + \varphi(t)] = I(t) \cos(2\pi F_1 t) - Q \sin(2\pi F_1 t), \quad (4.20)$$

где

$$I(t) = A \cos \varphi(t) = \operatorname{Re} [A e^{j\varphi(t)}], \quad (4.21)$$

$$Q(t) = A \sin \varphi(t) = \operatorname{Im} [A e^{j\varphi(t)}]. \quad (4.22)$$

Здесь $\varphi(t)$ может принимать значения из множества

$$\left\{ \frac{2\pi}{M} (i-1) + \varphi_0, i = \overline{1, M} \right\},$$

где φ_0 – произвольная начальная фаза.

В дальнейшем вместо четырех канальных символов или четырех радиосигналов будем говорить о единственном радиосигнале, комплексная амплитуда которого может принимать четыре указанных значения, представленные на рисунке 4.10 в виде сигнального созвездия.

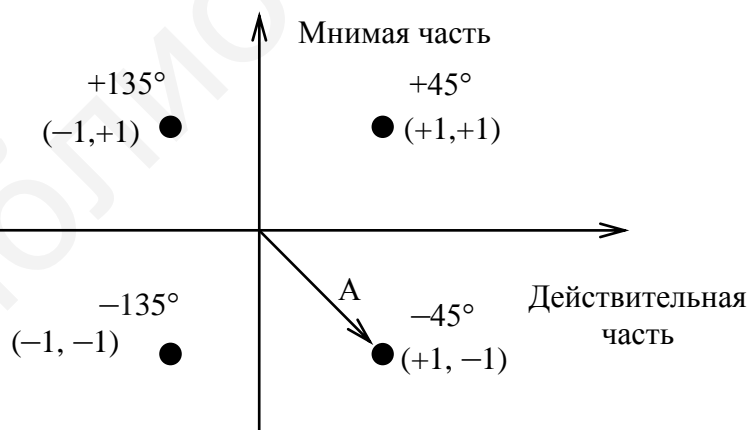


Рисунок 4.10 – Сигнальное созвездие КФМП-4 радиосигнала

Каждая группа из двух битов представляется соответствующим фазовым углом, все фазовые углы отстоят друг от друга на 90° . Можно отметить, что каждая сигнальная точка отстоит от действительной или мнимой оси на $\varphi_0 = 45^\circ$.

Сформировать сигналы КФМП-4 можно с помощью устройства, функциональная схема которого приведена на рисунке 4.11, а временные диаграммы его работы – на рисунке 4.12.

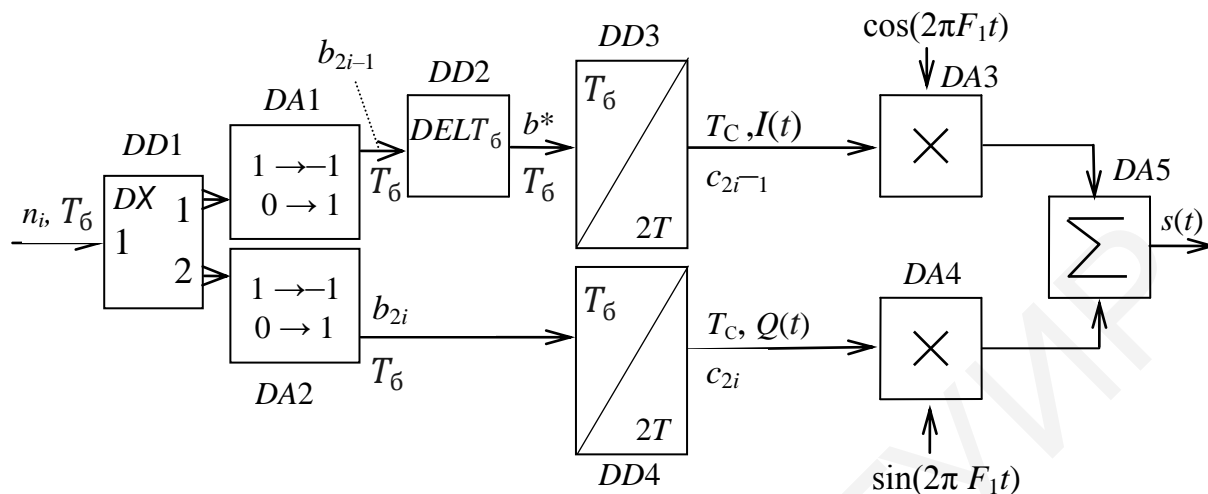


Рисунок. 4.11 – Функциональная схема устройства формирования КФМП-4 радиосигнала

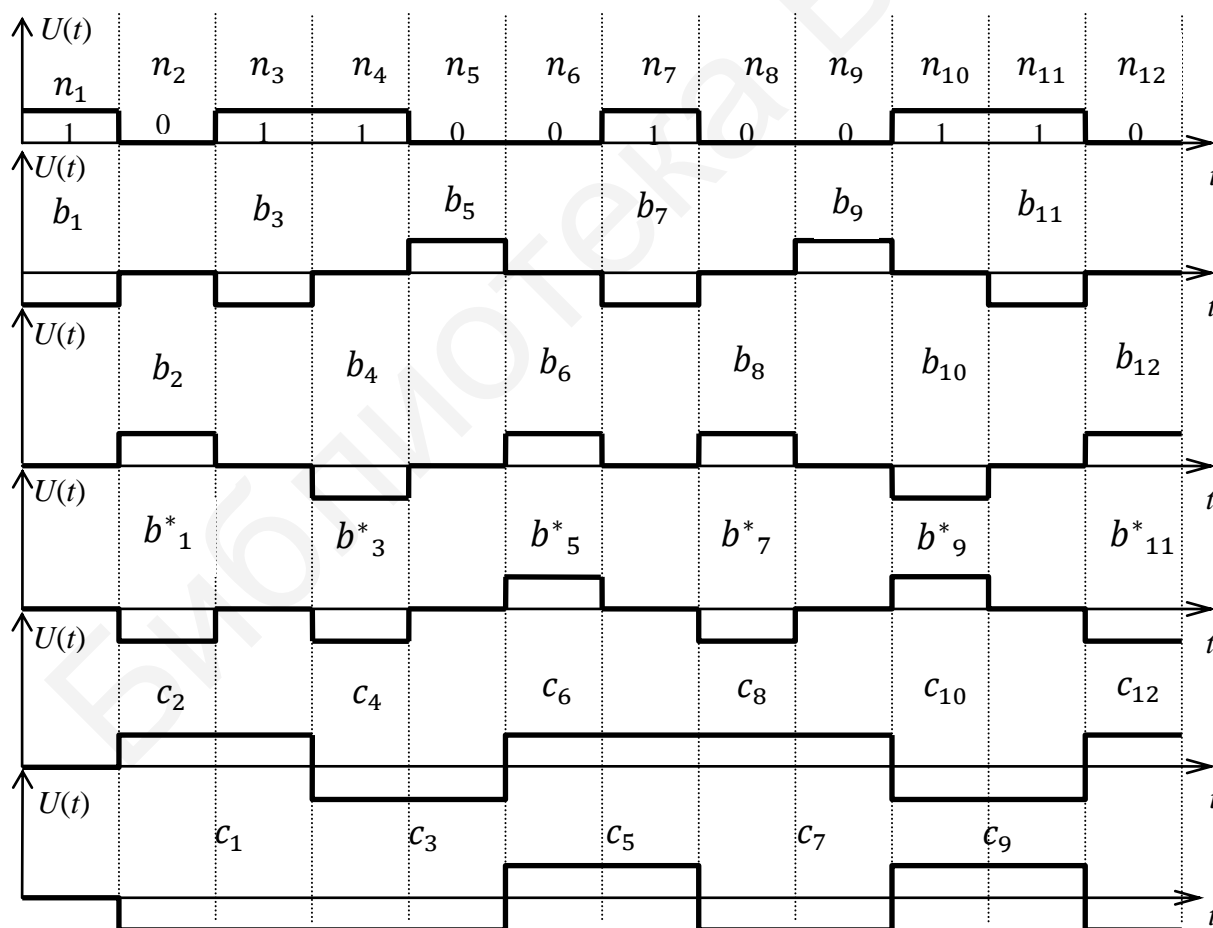


Рисунок 4.12 – Временные диаграммы при формировании КФМП-4 радиосигнала

Последовательность передаваемых битов 1, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 1, 0, ... разбивается на две подпоследовательности нечетных 1, 1, 0, 1, 0, 1, ... и четных 0, 1, 0, 0, 1, 0, ... битов с помощью демультиплексора *DD1*.

Биты с одинаковыми номерами в этих подпоследовательностях образуют пары, которые удобно рассматривать как комплексные биты; действительная часть комплексного бита есть бит нечетной подпоследовательности $I(t)$, а мнимая часть $Q(t)$ – бит четной подпоследовательности. При этом биты нечетной последовательности в синфазной ветви задерживаются на время T_6 устройством *DD2*. Далее длительность каждой последовательности увеличивается до значения $2T_6$ расширителями *DD3* и *DD4*.

Полученные таким способом комплексные биты преобразуются в комплексную последовательность прямоугольных электрических импульсов длительностью $2T_6$ со значениями $+1$ или -1 их действительной и мнимой частей, которые используются для модуляции несущего колебания $\exp\{j2\pi F_1 t\}$. В результате получается КФМП-4 радиосигнал.

Диаграмма фазовых переходов для КФМП-4 представлена на рисунке 4.13.

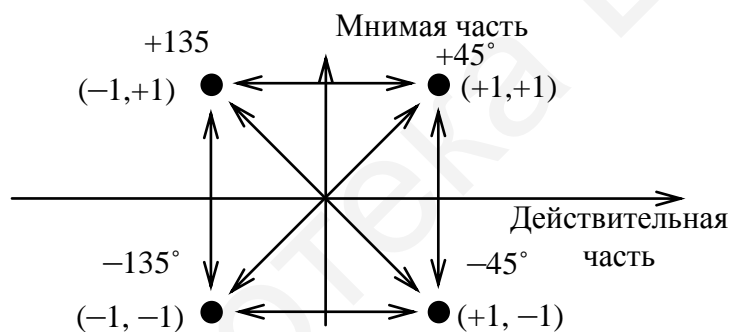


Рисунок 4.13 – Диаграмма фазовых переходов КФМП-4 радиосигнала без смещения

На этой диаграмме сигнальная точка с координатами $(+1, +1)$ расположена на линии, образующей угол $+45^\circ$ с осями координат, и соответствует передаче символов $+1$ и $+1$ в квадратурных каналах модулятора. Если следующей парой символов будет $(-1, +1)$, которой соответствует угол $+135^\circ$, то из точки $(+1, +1)$ к точке $(-1, +1)$ можно провести стрелку, характеризующую переход фазы радиосигнала от значения $+45^\circ$ к значению $+135^\circ$. Полезность этой диаграммы можно проиллюстрировать на следующем примере. Из рисунка 4.13 следует, что четыре фазовые траектории проходят через начало координат. Например, переход из точки сигнального созвездия $(+1, +1)$ в точку $(-1, -1)$ означает изменение мгновенной фазы высокочастотного несущего колебания на 180° . Поскольку на выходе модулятора обычно устанавливают узкополосный высокочастотный фильтр (см. рисунок 4.9), то такое изменение фазы сигнала сопровождается существенным изменением значений огибающей сигнала

на выходе этого фильтра и, следовательно, во всей линии передачи. Непостоянство значений огибающей радиосигнала по многим причинам является нежелательным в цифровых системах передачи. От этого недостатка свободна КФМП со смещением.

4.2.3 Квадратурная фазовая манипуляция со смещением

Этот способ формирования сигнала практически полностью аналогичен квадратурному способу формирования КФМП-4 сигнала, однако с той лишь разницей, что подпоследовательность в квадратурной ветви сдвигается во времени (задерживается) на время T_6 или, что эквивалентно, на половину длительности канального символа. Для реализации этого способа необходимо удалить элемент задержки на время T_6 $DD2$ в синфазной ветви. При таком изменении квадратурная подпоследовательность канальных символов окажется задержанной на время T_c относительно синфазной подпоследовательности (рисунок 4.14).

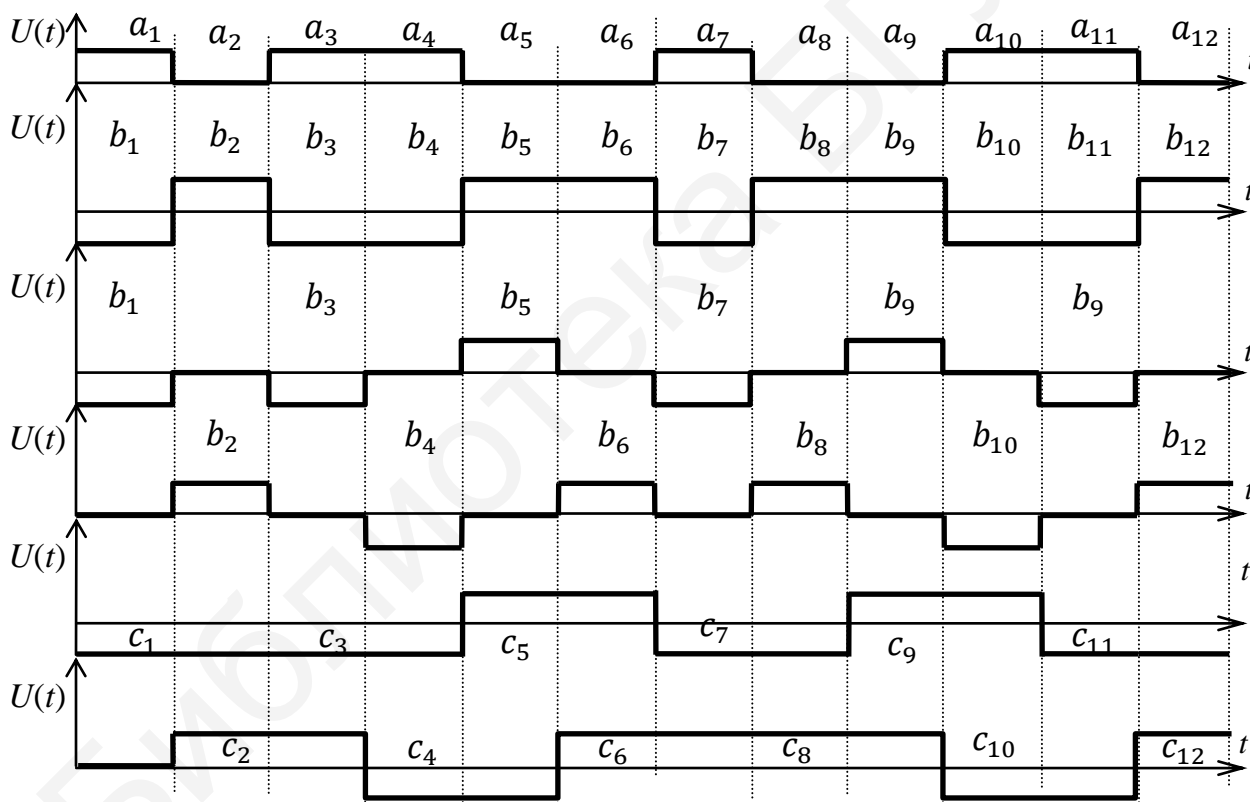


Рисунок 4.14 – Временные диаграммы при формировании КФМП-4 радиосигнала со смещением

В результате на диаграмме фазовых переходов (рисунок 4.15) для данного метода манипуляции отсутствуют траектории, проходящие через начало координат. Это означает, что мгновенная фаза радиосигнала не имеет скачков на $+180^\circ$ и, следовательно, огибающая этого сигнала не имеет глубоких провалов, как это имело место при квадратурной КФМП-4 (см. рисунок 4.11).

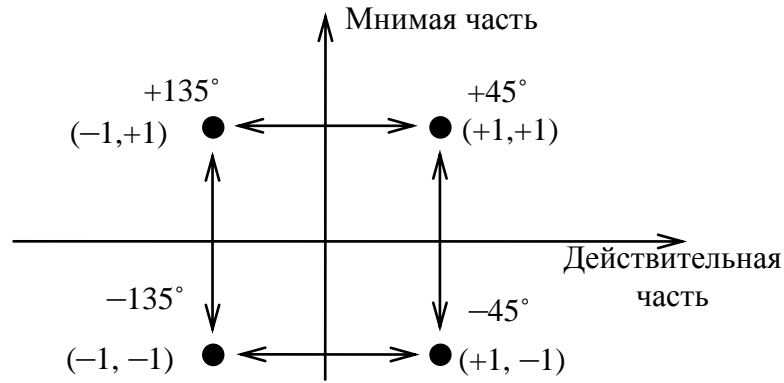


Рисунок 4.15 – Диаграмма фазовых переходов КФМП-4 радиосигнала со смещением

4.2.4 Восьмипозиционная квадратурная фазовая манипуляция

Поток информационных битов, поступающих на вход модулятора, можно разбивать на группы по 3, 4 бита и т. д., формируя затем КФМП-8, КФМП-16 сигналы и т. д. На рисунке 4.16 изображено сигнальное созвездие для КФМП-8 радиосигнала.

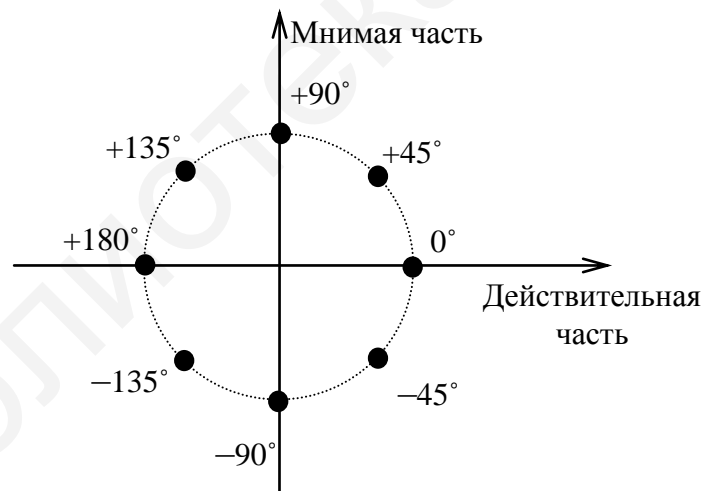


Рисунок 4.16 – Сигнальное созвездие КФМП-8 радиосигнала

Для этого способа модуляции необходимо иметь восемь канальных символов, начальные фазы которых отличаются от мгновенной фазы немодулированного несущего колебания на угол, кратный 45° . Если амплитуды всех канальных символов одинаковы, то сигнальные точки располагаются на окружности. Возможные значения вещественных и мнимых частей комплексных амплитуд

этих символов при этом пропорциональны коэффициентам I и Q , принимающим значения из множества

$$\left\{ -\frac{\sqrt{2}}{2}, -1, 0, +1, +\frac{\sqrt{2}}{2} \right\}. \quad (4.23)$$

Не совсем простым является вопрос об установлении соответствий между точками сигнального созвездия и тройками информационных битов. Этот процесс обычно называют **сигнальным кодированием**. В таблице 4.1 приведен пример такого соответствия, который является возможным, но не наилучшим, поскольку для установления наилучшего соответствия необходимо сначала определить способ демодуляции такого сигнала в присутствии помехи, а затем вычислить вероятность ошибки при приеме либо одного канального символа, либо одного информационного бита. Наилучшим можно назвать тот способ сигнального кодирования, при котором вероятность ошибки оказывается наименьшей.

Таблица 4.1 – Соответствие между точками сигнального созвездия и тройками информационных битов

Значения начальной фазы при КФМП-8	Значения коэффициентов		Группы из трех информационных символов (битов)
	$I(t)$	$Q(t)$	
0°	1	0	0 1 1
$+45^\circ$	$\sqrt{2}/2$	$\sqrt{2}/2$	0 0 1
$+90^\circ$	0	1	0 0 0
$+135^\circ$	$-\sqrt{2}/2$	$\sqrt{2}/2$	1 0 0
$+180^\circ$	-1	0	1 0 1
-135°	$-\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$	1 1 1
-90°	0	-1	1 1 0
-45°	$\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$	0 1 0

На рисунке 4.17 приведена функциональная схема устройства формирования КФМП-8 радиосигнала.

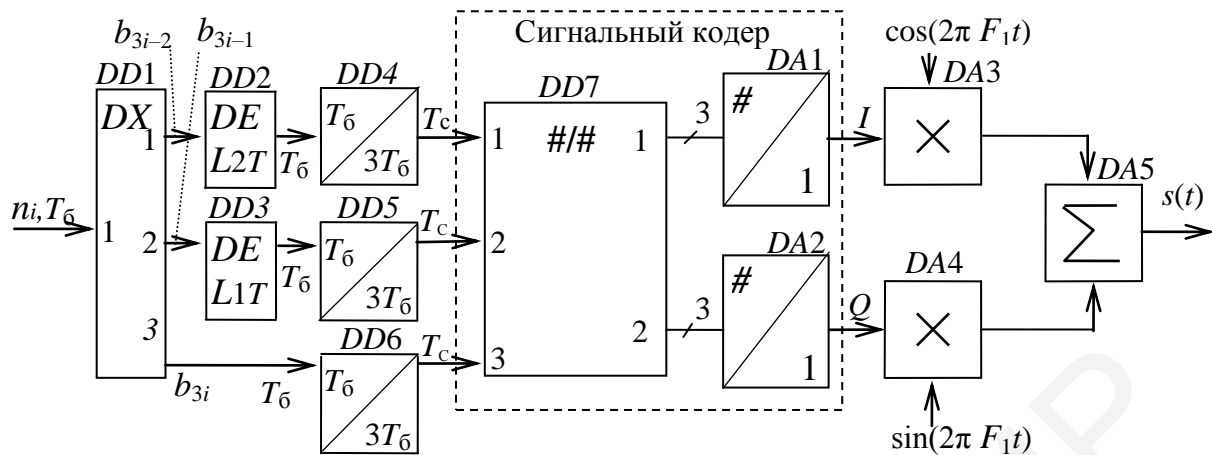


Рисунок 4.17 – Функциональная схема формирователя КФМП-8 радиосигнала

Работа формирователя сводится к следующему: демультиплексор $DD1$ распределяет входной поток информационных битов длительностью T_6 на три подпоследовательности, элементы задержек $DD2$ и $DD3$ выравнивают во времени эти подпоследовательности, расширители $DD4–DD6$ увеличивают длительность каждого символа до значения длительности канального символа $T_c = 3T_6$. Сигнальное кодирование в этом случае сводится к вычислению значений синфазной и квадратурной составляющих комплексной огибающей КФМП-8 радиосигнала. Эта операция выполняется сигнальным кодером, в состав которого входит транскодер $DD7$ (таблица 4.2), имеющий два цифровых выхода с двухбитовыми словами, которые в цифроаналоговых преобразователях (ЦАП) $DA1$ и $DA2$ преобразуются в аналоговые величины с требуемыми значениями (4.23).

Таблица 4.2 – Формирователь КФМП-8 радиосигнала: состояние преобразователя $DD7$

Вход преобразователя			Выход преобразователя	
x_1	x_2	x_3	$y_1 = x_1 x_3$	$y_2 = \bar{x}_2 x_3$
0	0	0	00	01
0	0	1	01	00
0	1	0	00	11
0	1	1	01	10
1	0	0	10	01
1	0	1	11	00
1	1	0	10	11
1	1	1	11	10

4.2.5 Относительная квадратурная фазовая манипуляция с фазовым сдвигом $\pi/4$

При КФМП-4 и КФМП-4 со смещением максимальное изменение мгновенной фазы радиосигнала равно 180 и 90° соответственно. В настоящее время достаточно широко используется **$\pi/4$ -квадратурная относительная фазовая манипуляция**, при которой максимальный скачок фазы равен 135° , а все возможные значения мгновенной фазы радиосигнала кратны значению $\pi/4$. Ни одна траектория фазовых переходов для этого способа модуляции не проходит через начало координат. В результате огибающая радиосигнала имеет меньшие провалы по сравнению с квадратурной фазовой манипуляцией. Функциональная схема устройства формирования такого радиосигнала представлена на рисунке 4.18.

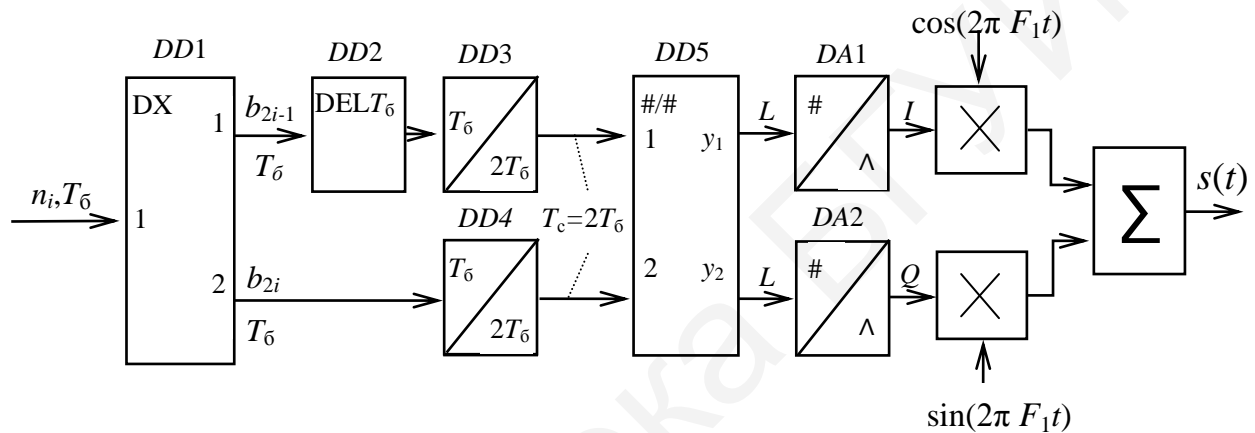


Рисунок 4.18 – Функциональная схема устройства формирования радиосигнала с $\pi/4$ -квадратурной относительной фазовой манипуляцией

Последовательность информационных битов $\{n_i, i = 1, 2, \dots\}$ разбивается на две подпоследовательности: нечетных $\{n_{2i-1}, i = 1, 2, \dots\}$ и четных $\{n_{2i}, i = 1, 2, \dots\}$ битов, из которых биты выбираются парами. Каждая новая пара таких битов определяет **приращение фазы** несущего колебания на величину $\Delta \varphi_i$ в соответствии с таблицей 4.3.

Таблица 4.3 – Приращение фазы несущего колебания от значений битов

Значения информационных битов		Приращение фазы несущего колебания ($\Delta \varphi_i$)
n_{2i-1}	n_{2i}	
0	0	$\pi/4$
1	0	$3\pi/4$
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$-\pi/4$

Если ввести обозначение φ_i для отклонения фазы радиосигнала от фазы немодулированного несущего колебания на предыдущем интервале, то новые значения отклонения фазы этого сигнала и комплексной амплитуды на текущем интервале определяются равенствами

$$\varphi_i = \varphi_{i-1} + \Delta \varphi_i, \quad \dot{A}_i = A e^{j\varphi_i}.$$

В результате значения вещественной и мнимой частей комплексной огибающей этого сигнала на текущем интервале времени длительностью $2T_6$ оказываются равными:

$$\begin{aligned} I_i &= A \cos(\varphi_i) = A \cos(\varphi_{i-1} + \Delta\varphi_i) = \\ &= A \cos(\varphi_{i-1}) \cos(\Delta\varphi_i) - A \sin(\varphi_{i-1}) \sin(\Delta\varphi_i) = \\ &= I_{i-1} \cos(\Delta\varphi_i) - Q_{i-1} \sin(\Delta\varphi_i); \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned} Q_i &= A \sin(\varphi_i) = A \sin(\varphi_{i-1} + \Delta\varphi_i) = \\ &= A \sin(\varphi_{i-1}) \cos(\Delta\varphi_i) + A \cos(\varphi_{i-1}) \sin(\Delta\varphi_i) = \\ &= Q_{i-1} \cos(\Delta\varphi_i) + I_{i-1} \sin(\Delta\varphi_i). \end{aligned} \quad (4.25)$$

Из равенств (4.24), (4.25) следует, что возможные значения фазы на интервале с номером i зависят от значения фазы радиосигнала на интервале с номером $(i-1)$. В соответствии с таблицей 4.2 новые значения кратны $\pi/2$.

На рисунке 4.19, *а* изображено созвездие возможных сигнальных точек для интервала с номером i , если $\varphi_{i-1} = k\pi/2$; аналогичное созвездие для случая, когда $\varphi_{i-1} = k\pi/2 + \pi/4$, представлено на рисунке 4.19, *б*. Общее созвездие сигнальных точек для данного способа модуляции изображено на рисунке 4.19, *в* и получается путем наложения рисунков 4.19, *а*, *б* друг на друга. На рисунке 4.19, *в* не указаны стрелками направления переходов, поскольку для каждого перехода возможны направления в обе стороны.

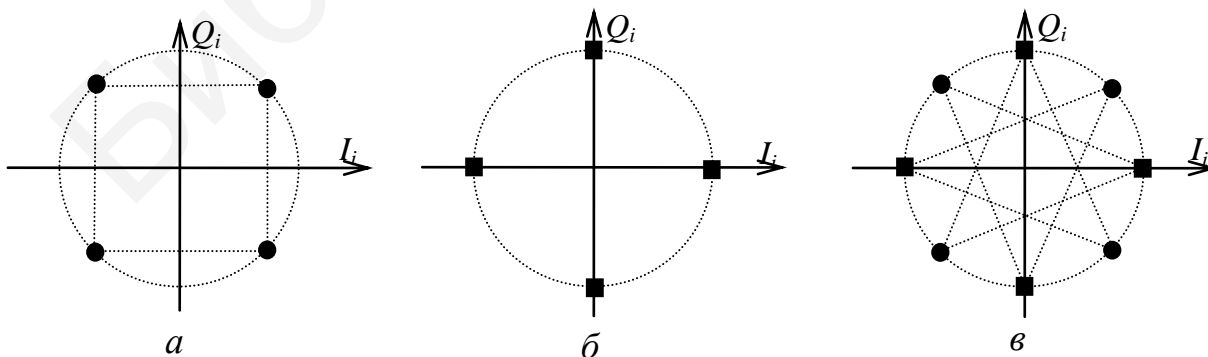


Рисунок 4.19 – Сигнальные созвездия радиосигнала с $\pi/4$ -квадратурной относительной манипуляцией

Важно также подчеркнуть, что при данном способе модуляции каждая новая пара информационных битов определяет не полную фазу несущего колебания, а лишь приращение этой фазы для интервала с номером i относительно полной фазы комплексной огибающей на интервале с номером $(i-1)$. Такие методы модуляции называются относительными.

4.2.6 Спектр сигнала с ФМП

Обозначив модулирующий сигнал через $C(t)$, запишем модулированный сигнал в следующем виде:

$$U_{\text{ФМП}}(t) = U \sin(\omega_1 t + \Delta\varphi(C(t) - 1/2)), \quad (4.26)$$

где U – амплитуда носителя;

$\Delta\varphi$ – величина изменения начальной фазы.

Такой сигнал изменяет во время модуляции свою начальную фазу от $-\Delta\varphi/2$ до $+\Delta\varphi/2$ и обратно при изменении модулирующего сигнала $C(t)$ от 0 до 1 и обратно.

Величину

$$m_{\text{ФМ}} = \Delta\varphi / 2, \quad (4.27)$$

характеризующую максимальное отклонение фазы от среднего значения, называют индексом фазовой манипуляции. После тригонометрических преобразований выражение (4.26) можно записать в следующем виде:

$$U_{\text{ФМП}}(t) = U \left(\sin\left(\omega_1 t - \frac{\Delta\varphi}{2}\right) \cos(\Delta\varphi C(t)) + \cos\left(\omega_1 t - \frac{\Delta\varphi}{2}\right) \sin(\Delta\varphi C(t)) \right). \quad (4.28)$$

Для нахождения спектра ФМП-сигнала достаточно найти спектры функции $\cos(\Delta\varphi C(t))$ и $\sin(\Delta\varphi C(t))$. Этот метод пригоден для любых случаев. В данном случае, т. е. для прямоугольных модулирующих импульсов, можно воспользоваться для расчета более простым наглядным методом.

Рисунок 4.7, б–г показывает, что сигнал с манипуляцией на 180° можно рассматривать как сумму АМП-сигнала с вдвое большей амплитудой немодулированного колебания (см. рисунок 4.7, е), фаза которого противоположна фазе несущей АМП-сигнала (см. рисунок 4.7, б). Эту закономерность можно обобщить на случай любой величины фазового скачка ($\Delta\varphi < 180^\circ < \Delta\varphi$). Следовательно, ФМП на угол $\pm\Delta\varphi$ можно рассматривать как сумму АМП-сигнала и немодулированной несущей. Отсюда можно сделать вывод, что спектр сигнала, манипулированного по фазе, совпадает по форме со спектром АМП-сигнала (за исключением несущей).

Если воспользоваться любой из двух рассмотренных методик, выражение для спектра ФМП имеет вид

$$U_{\text{ФМП}}(t) = \frac{U}{Q} \sqrt{(Q-1 + \cos \Delta\varphi)^2 + \sin^2 \Delta\varphi \sin \omega_1 t} + \frac{2U}{Q} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(\pi k / Q)}{\pi k / Q} \sin \frac{\Delta\varphi}{2} (\sin(\omega_1 + k\Omega)t + \sin(\omega_1 - k\Omega)t). \quad (4.29)$$

Из выражения (4.29) видно, что амплитуды всех спектральных составляющих зависят от величины фазового скачка $\Delta\varphi$ и скважности импульсной последовательности.

Для ФМП на $\Delta\varphi = 180^\circ$ получаются более простые выражения:

$$U_{\text{нес}} = \frac{U(Q-2)}{Q}; \quad U_{\text{бок}} = \frac{2U}{Q} \left| \frac{\sin(\pi k / Q)}{\pi k / Q} \right|. \quad (4.30)$$

Примеры спектров, рассчитанных по выражениям (4.29) и (4.30), приведены на рисунке 4.20.

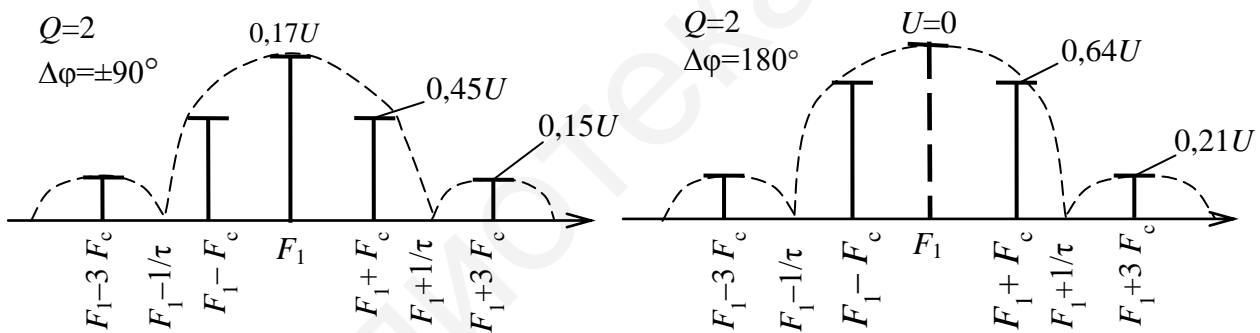


Рисунок 4.20 – Спектры ФМП-сигналов

Как видно из приведенных спектров, необходимая полоса частот в два раза шире, чем для видеоимпульсов, т. е.

$$\Delta\omega = 4\pi / \tau \quad \text{или} \quad \Delta F = 2 / \tau, \quad (4.31)$$

а при ФМП на $\Delta\varphi = 180^\circ$ и $Q = 2$ несущая в спектре отсутствует.

Как мы убедились, при передаче дискретных сообщений используется не только двухпозиционная ФМП. Все шире применяются методы квадратурной четырехпозиционной и восьмипозиционной ФМП. Величины скачка фазы сигнала в этих случаях могут принять соответственно четыре и восемь значений. Для таких случаев также применимы полученные выше результаты. Спектр боковых полос,

сохраняя одну и ту же форму, при изменении величины скачка будет изменять свою амплитуду.

Для более сложных случаев, когда чередуются скачки фазы разной величины, приведенные формулы несправедливы. Спектр может изменяться значительно.

4.3 Частотная манипуляция

4.3.1 Двоичная частотная манипуляция

При двоичной частотной манипуляции частота несущего колебания с постоянной амплитудой может иметь два возможных значения и изменяется скачками в соответствии со значениями модулирующего сигнала [2]. В зависимости от того, каким образом изменения частоты вводятся в передаваемое высокочастотное колебание, получающийся частотно-манипулированный сигнал (ЧМП-сигнал) будет иметь либо разрывную, либо непрерывно изменяющуюся мгновенную фазу между двумя соседними битами. В общем случае ЧМП-сигнал можно представить следующим образом:

$$s(t) = A \cos[(2\pi F_1 + 2\pi \Delta f)t], \quad (0 \leq t \leq T_c) \quad (\text{при передаче } 1),$$

$$s(t) = A \cos[(2\pi F_1 - 2\pi \Delta f)t], \quad (0 \leq t \leq T_c) \quad (\text{при передаче } 0),$$

где $2\pi \Delta f$ определяет смещение частоты от ее номинального значения.

Временная диаграмма для ЧМП-сигнала приведена на рисунке 4.21, б.

Очевидный способ формирования такого ЧМП-сигнала состоит в том, чтобы коммутировать выходные сигналы двух независимых генераторов гармонических колебаний в соответствии со значениями модулирующего сигнала (рисунок 4.22). В этом случае формируемый радиосигнал будет иметь разрывную фазу в момент переключения и его можно представить как сумму двух сигналов с амплитудной манипуляцией (рисунок 4.21, в, г).

Такие сигналы обычно называют ЧМП-сигналами с разрывной фазой, которые можно представить следующими выражениями:

$$s(t) = A \cos[(2\pi f_{\max} + \varphi_1)t], \quad 0 \leq t \leq T_c \quad (\text{при передаче } 1), \quad (4.32)$$

$$s(t) = A \cos[(2\pi f_{\min} + \varphi_2)t], \quad 0 \leq t \leq T_c \quad (\text{при передаче } 0). \quad (4.33)$$

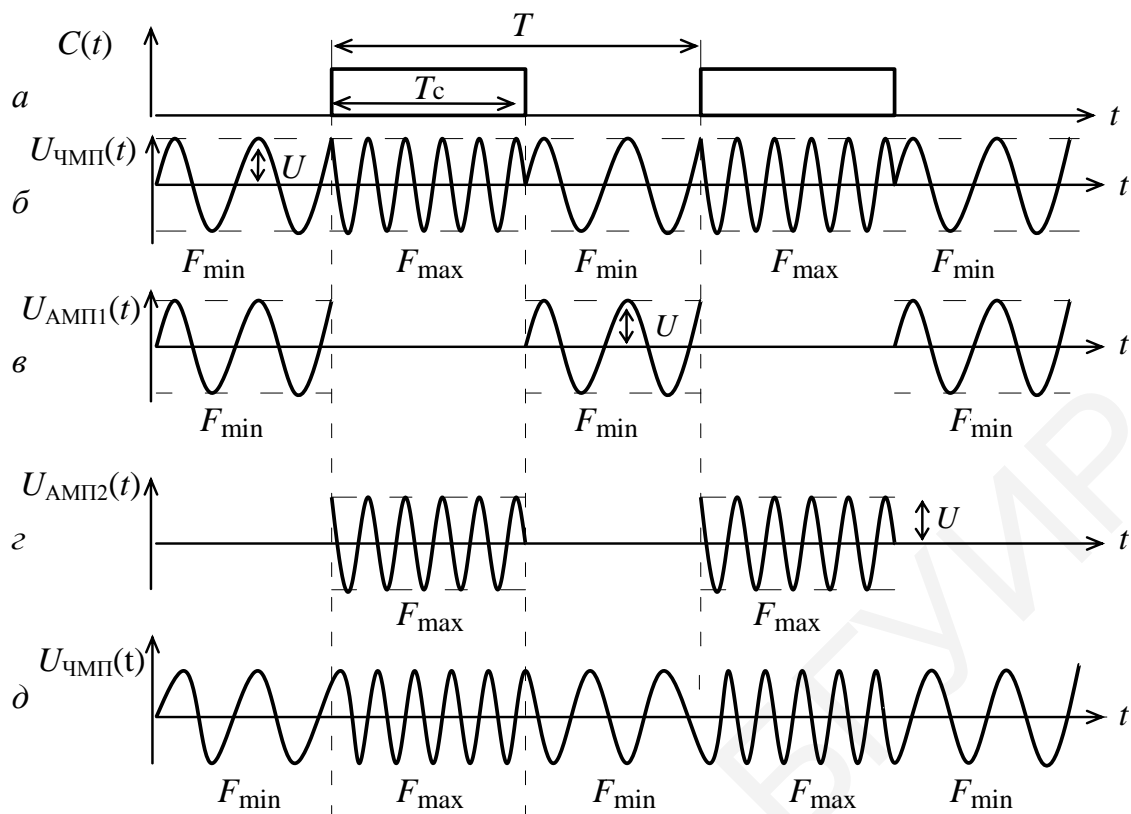


Рисунок 4.21 – Частотная манипуляция

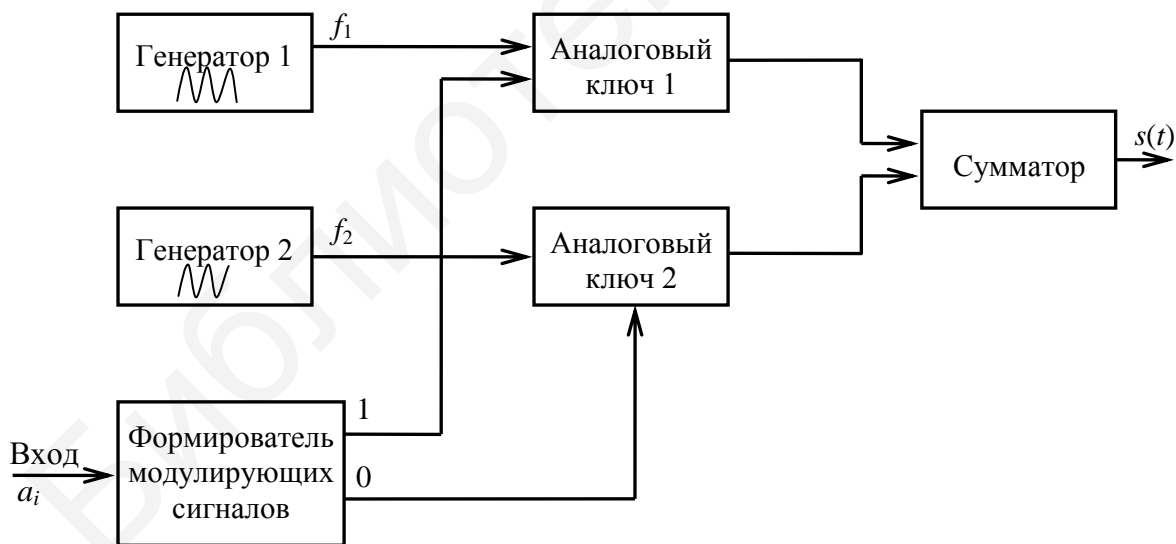


Рисунок 4.22 – Структурная схема частотного манипулятора с разрывом фазы

Разрывность фазы здесь является нежелательным свойством радиосигнала, приводящим к расширению спектра в радиоканале. Результирующий спектр

ЧМП-сигналов с разрывной фазой, состоящий из двух спектров АМП-сигналов приведен на рисунке 4.23.

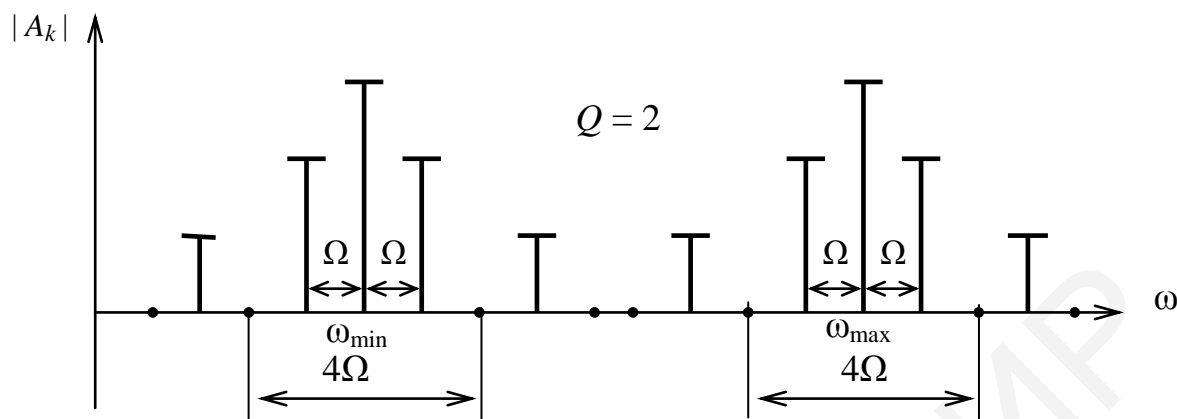


Рисунок 4.23 – Спектр ЧМП-сигнала с разрывом фазы

Необходимая ширина спектра, очевидно, равна

$$\Delta\omega = (\omega_{\max} - \omega_{\min}) + 4\Omega, \quad (4.34)$$

т. е. больше, чем при АМП, на величину $\omega_{\max} - \omega_{\min}$.

В системах телемеханики такой метод получения сигналов с ЧМП практически не применяется.

Обычно для ЧМП изменяют скачкообразно один из параметров генератора несущих колебаний. При таком изменении параметра частота генерируемых колебаний также изменяется скачком, но без разрыва фазы (рисунок 4.21, д). Отсутствие скачкообразного изменения фазы существенно сказывается на спектре сигнала с ЧМП. Важно отметить, что при разрывном модулирующем сигнале $C(t)$ отклонение фазы $\varphi(t)$ от фазы несущего колебания пропорционально интегралу от $C(t)$ и, следовательно, является непрерывной функцией.

На рисунке 4.24 представлена функциональная схема устройства формирования ЧМП-сигнала с непрерывной фазой при двоичном модулирующем сигнале. Основным элементом этого модулятора является генератор гармонического несущего колебания, частота которого может управляться напряжением модулирующего сигнала.



Рисунок 4.24 – Функциональная схема устройства формирования ЧМП-сигнала с непрерывной фазой

Поток информационных битов сначала преобразуется в модулирующий сигнал $C(t)$ – последовательность прямоугольных импульсов положительной и отрицательной полярности, амплитуды которых выбираются такими, чтобы обеспечить требуемое значение индекса частотной модуляции:

$$m_{\text{ЧМ}} = \frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{F_c}, \quad (4.35)$$

где $F_c = 1/T_c$.

Начальная фаза несущего колебания в каждом канальном символе в данном случае не определена; поэтому данный модулятор формирует некогерентный ЧМП-сигнал. Полосовой фильтр ослабляет возможные внеполосные гармонические колебания, которые могут появиться из-за нелинейности динамической характеристики усилителя.

На рисунке 4.25 тонкими линиями изображена **фазовая решетка** ЧМП-сигнала с непрерывной фазой.

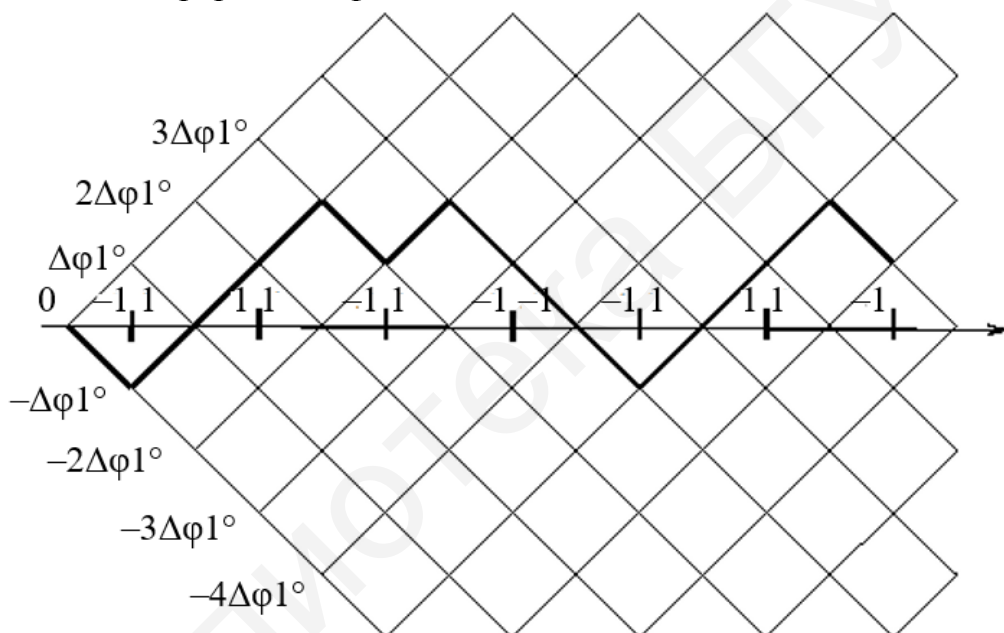


Рисунок 4.25 – Фазовая решетка и фазовая траектория ЧМП-сигнала с непрерывной фазой

Полужирной ломаной линией на рисунке 4.25 представлена возможная **фазовая траектория** – отклонение мгновенной фазы сигнала от текущей фазы немодулированного несущего колебания. Эта траектория соответствует последовательности импульсов положительной и отрицательной полярности модулирующего сигнала, указанной на этом же рисунке вдоль оси времени.

Отрезки траектории с положительным значением производной этой траектории по времени соответствуют более высокой частоте несущего колебания $f_{\text{max}} = F_1 + \Delta f$, а отрезки с отрицательным значением производной – более низкой

частоте $f_{\min} = F_1 - \Delta f$ по сравнению с частотой немодулированного несущего колебания. Найдем этот спектр, предполагая, что модулирующим сигналом $C(t)$ является последовательность прямоугольных импульсов (рисунок 4.21, а) с периодом $T = 2\pi / \Omega$.

Тогда ЧМП-сигнал можно записать в виде

$$U_{\text{ЧМП}}(t) = U \sin(\omega_1 t + \Delta\omega \int (2C(t) - 1) dt), \quad (4.36)$$

где U – амплитуда носителя;

$\Delta\omega$ – девиация частоты, т. е. величина максимального отклонения мгновенной частоты от несущей, $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$.

После тригонометрического преобразования получим

$$U_{\text{ЧМП}}(t) = U(\sin \omega_1 t \cdot \cos \psi + \cos \omega_1 t \cdot \sin \psi), \quad (4.37)$$

где ψ – изменение фазы в результате частотной манипуляции, $\psi = \Delta\omega \int (2C(t) - 1) dt$.

График изменения фазы приведен на рисунке 4.26, б, где частота изменяется через равные промежутки времени от нижней рабочей частоты $f_{\min} = F_1 - \Delta f$ к верхней $f_{\max} = F_1 + \Delta f$ и обратно.

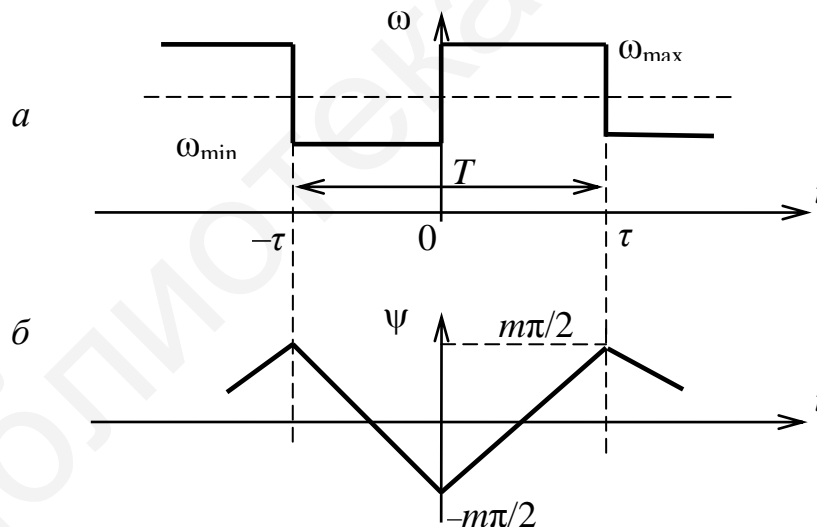


Рисунок 4.26 – Закон изменения частоты и фазы при ЧМП

Легко найти, что переходная фаза будет меняться по пилообразному закону, так как

$$2\psi_{\max} = \Delta\omega \int_0^{T/2} (2C(t) - 1) dt = \frac{\Delta\omega \cdot 2\pi}{2\Omega} = m\pi,$$

или $\psi_{\max} = m\pi / 2$,

где m – индекс частотной манипуляции, $m = \Delta\omega / \Omega$.

В выражении (4.37) $\cos \psi$ и $\sin \psi$ – периодические функции, так как изменение фазы ψ происходит периодически. Периодические функции $f_1 = \cos \psi$ и $f_2 = \sin \psi$ можно разложить в ряды Фурье

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k\Omega t + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin k\Omega t$$

и тем самым найти спектр сигнала.

При вычислении коэффициентов a_0 , a_k и b_k следует учесть, что в интервале времени от 0 до $T/2$ (или π) фаза ψ изменяется по закону $\psi = m(\Omega t - \pi/2)$ в интервале времени от $T/2$ (или π) до T (или 2π) – по закону $\psi = m(3\pi/2 - t\Omega)$. Тогда для функции $f_1(t) = \cos \psi$ получим

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_1(t) d\Omega t = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \cos(\Omega t - \pi/2) d\Omega t + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \cos m(3\pi/2 - \Omega t) d\Omega t = \frac{2}{\pi m} \sin m \frac{\pi}{2}; \\ a_k &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_1(t) \cos k\Omega t d\Omega t = \frac{4m}{\pi(m^2 - k^2)} \sin m \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

при четном k ; при нечетном k получается $a_k = 0$.

$$b_k = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_1(t) \sin k\Omega t d\Omega t = 0 \quad \text{при всех } k.$$

Аналогично для функции $f_2(t) = \sin \psi$ получим

$$a_0 = 0; \quad b_k = 0;$$

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin m(\Omega t - \pi/2) \cos k\Omega t d\Omega t + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi} \sin m(3\pi/2 - \Omega t) \cos k\Omega t d\Omega t = \frac{4m}{\pi(m^2 - k^2)} \cos m \frac{\pi}{2} \end{aligned}$$

при нечетном k и $a_k = 0$ при четном k .

В результате напряжение после частотной манипуляции записывается в виде

$$\begin{aligned} U_{\text{ЧМП}}(t) &= U \frac{2}{\pi m} \sin \frac{m\pi}{2} \sin \omega_1 t + U \sum_{k=0}^{\infty} \frac{4m}{\pi(m^2 - (2k)^2)} \sin m \frac{\pi}{2} \cos 2k\Omega t \cdot \sin \omega_1 t + \\ &+ U \sum_{k=0}^{\infty} \frac{4m}{\pi(m^2 - (2k+1)^2)} \cos \frac{m\pi}{2} \cos(2k+1)\Omega t \cos \omega_1 t. \end{aligned}$$

Заменив произведение косинусов и произведение синуса на косинус, окончательно получим

$$U_{\text{ЧМП}}(t) = U \frac{2}{\pi m} \left(\sin \frac{m\pi}{2} \sin \omega_1 t + \frac{m^2}{m^2 - 1^2} \cos m \frac{\pi}{2} \cos(\omega_1 \pm \Omega)t + \right. \\ \left. + \frac{m^2}{m^2 - 2^2} \sin m \frac{\pi}{2} \sin(\omega_1 \pm 2\Omega)t + \frac{m^2}{m^2 - 3^2} \cos m \frac{\pi}{2} \cos(\omega_1 \pm 3\Omega)t + \dots \right). \quad (4.38)$$

Таким образом, спектр состоит из колебаний на несущей частоте ω_1 и на боковых частотах $\omega_1 \pm k\Omega$, как в случае гармонического модулирующего сигнала $C(t) = \cos \Omega t$, но амплитуды колебаний другие.

Примеры спектров ЧМП-сигналов, рассчитанных по выражению (4.38), показаны на рисунке 4.27.

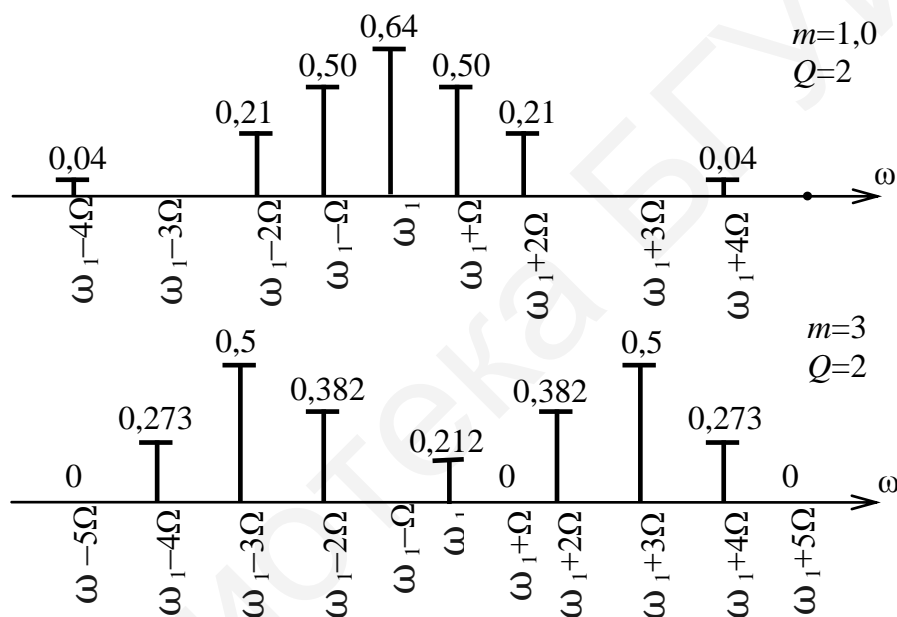


Рисунок 4.27 – Примеры спектров ЧМП-сигналов

Из рисунка 4.27 видно, что форма спектра сильно зависит от индекса модуляции и при индексах модуляции, близких к единице, основная энергия содержится в несущей и двух первых боковых частотах. Отсюда можно сделать вывод, что ширина спектра ЧМП может быть определена из выражения

$$\Delta\omega_{\text{ЧМП}} = 2(m+1)\Omega. \quad (4.39)$$

В заключение следует отметить, что спектр становится несимметричным относительно несущей частоты при скважности, отличной от двух.

4.3.2 Манипуляция с минимальным частотным сдвигом

Манипуляция с минимальным частотным сдвигом (ММЧС) может рассматриваться как фазовая или как частотная модуляция с непрерывной фазой.

Основная особенность этого способа модуляции состоит в том, что приращение фазы несущего колебания на интервале времени, равном длительности T_c одного символа, всегда равно $+90^\circ$ или -90° в зависимости от знаков символов модулирующего сигнала. Например, фаза несущего колебания в начале очередного импульса модулирующего сигнала равна φ_0 ; далее фаза несущего колебания, линейно нарастая к концу этого импульса, достигает значения $\varphi_0 + 90^\circ$, или, линейно убывая, к концу импульса достигает значения $\varphi_0 - 90^\circ$. Поскольку на интервале каждого очередного импульса модулирующего сигнала мгновенная фаза несущего колебания, отклоняясь от фазы немодулированного гармонического колебания, изменяется линейно, увеличиваясь или уменьшаясь, то мгновенная частота такого радиосигнала будет изменяться скачками (см. рисунок 4.26). Таким образом, ММЧС-сигнал является частным случаем ЧМП-сигнала с непрерывной фазой, у которого частота модулированного радиосигнала дискретно принимает значения верхней f_{\max} и нижней f_{\min} частот в соответствии с выражением

$$f_{\max} = F_1 + \frac{F_c}{4}, f_{\min} = F_1 - \frac{F_c}{4}, \quad (4.40)$$

где F_1 – центральная частота используемого канала;

F_c – частота модулирующей битовой последовательности, вид которой определяет порядок смены частоты f_{\max} и f_{\min} .

Название данного метода модуляции объясняется тем, что разнос или сдвиг частот $f_{\max} - f_{\min} = F_c / 2$ является минимально возможным, при котором на интервале с длительностью одного бита $T_b = 1/F$ обеспечивается ортогональность колебаний с частотами f_{\max} и f_{\min} .

Рассмотрим принцип формирования радиосигнала, модулированного в соответствии с методом ММЧС.

Последовательность n_i входных информационных битовых импульсов модулятора разделяется на две последовательности, состоящие из нечетных и четных импульсов. Выходной сигнал модулятора $S(t)$ определяется выражением

$$S(t) = \pm A \cos \frac{\pi t}{2T} \cos \omega_1 t \pm A \sin \frac{\pi t}{2T} \sin \omega_1 t = \pm A \cos \left(\omega_1 t \pm \frac{\pi t}{2T} \right), \quad (4.41)$$

$$(i-1)T \leq t \leq T,$$

где A – амплитуда сигнала;

$$\omega_1 = 2\pi F_1.$$

Выбор знаков «плюс» или «минус» в выражении (4.41) определяется алгоритмом, приведенным в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Алгоритм формирования частотно-манипулированного сигнала с минимальным сдвигом

Нечетный бит n_{2i-1}	Четный бит n_{2i}	Модулированный сигнал $S(t)$
1	1	$A \sin\left(\omega_1 t - \frac{\pi t}{2T}\right) = A \sin 2\pi f_{\min} t$
1	-1	$A \sin\left(\omega_1 t + \frac{\pi t}{2T}\right) = A \sin 2\pi f_{\max} t$
-1	1	$-A \sin\left(\omega_1 t + \frac{\pi t}{2T}\right) = -A \sin 2\pi f_{\max} t$
-1	-1	$-A \sin\left(\omega_1 t - \frac{\pi t}{2T}\right) = -A \sin 2\pi f_{\min} t$

Очевидно, что сигнал $S(t)$ на протяжении i -го интервала T_0 зависит от состояния текущего i -го и предыдущего $(i-1)$ -го бита.

Структурная схема модулятора, формирующего сигнал ММЧС, изображена на рисунке 4.28, а временные диаграммы, объясняющие работу схемы, представлены на рисунке 4.29.

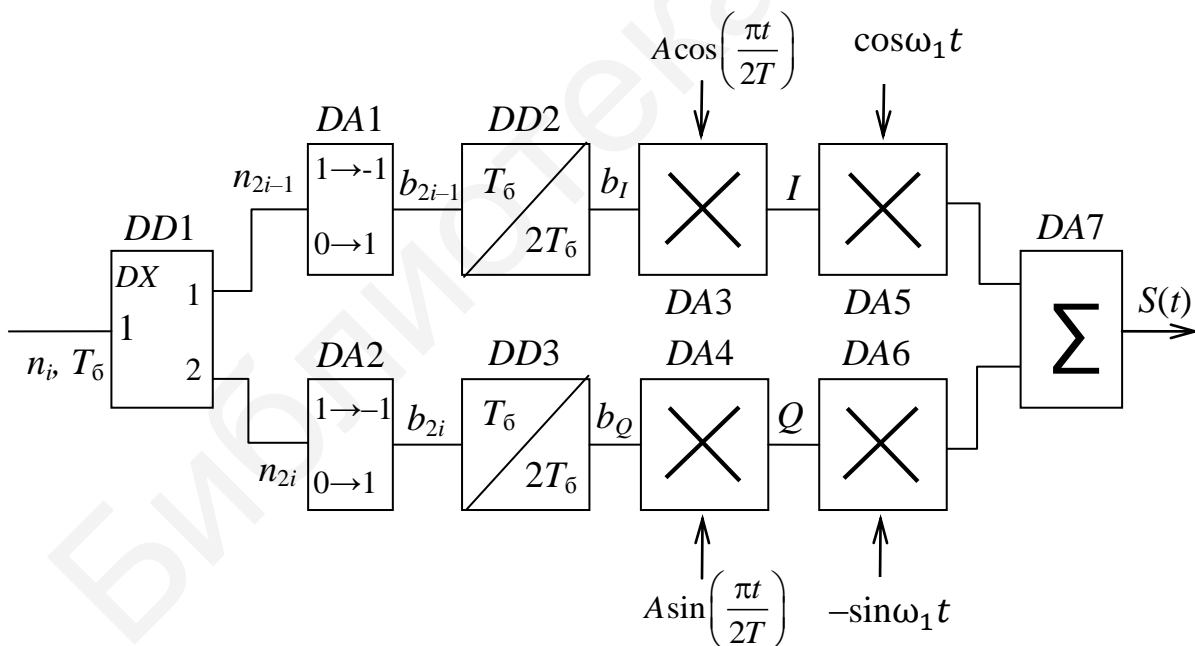


Рисунок 4.28 – Структурная схема модулятора, формирующего сигнал ММЧС

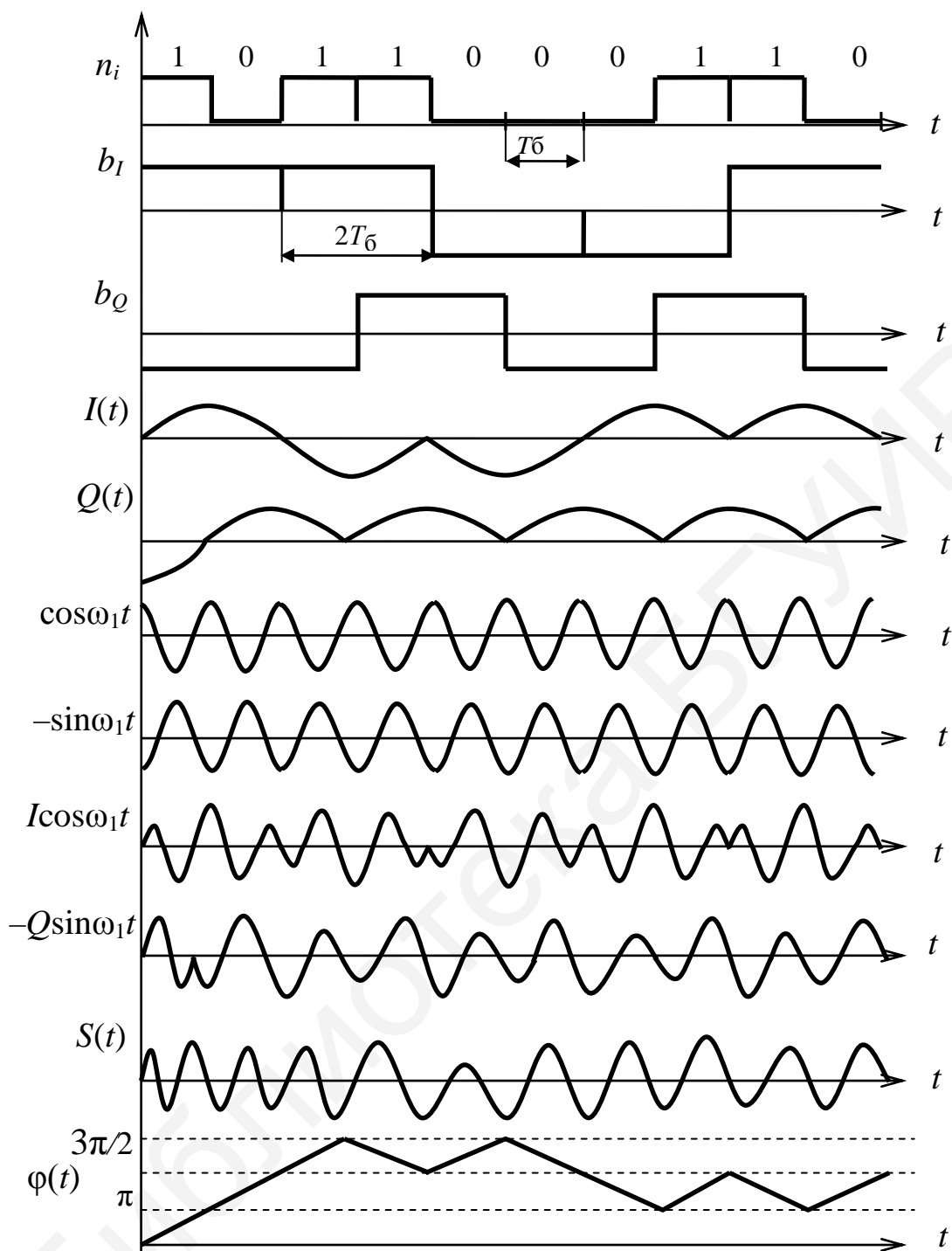


Рисунок 4.29 – Формирование сигнала ММЧС

Схема работает следующим образом. Демультимплексор $DD1$ разделяет входную битовую последовательность n_i на две последовательности нечетных n_{2i-1} и четных n_{2i} битов. Преобразователь уровней $DA1$ и $DA2$ при входных уровнях «единица» или «ноль» формирует соответственно исходные уровни «единица» или «минус единица», при этом сигналы b_I и b_Q представляют собой последовательности преобразованных по уровню нечетных и четных битов сигнала n_i , растянутых во времени вдвое. Сигнал b_Q на первом интервале T_6

изображен в предположении, что предыдущий бит входного сигнала является нулем. Отметим, что для каждого интервала T_6 значение b_I и b_Q является той парой нечетного и четного битов, которая служит аргументом алгоритма, приведенного в таблице 4.3.

Сигналы $I(t)$ и $Q(t)$ – это результат умножения b_I и b_Q на гармонические ортогональные сигналы с периодом $4T_6$ или частотой $F/4$ (при $t = 4T$ аргумент каждой гармонической функции равен $\pi i / 2T_6 = 2\pi$).

Период сигналов $\cos \omega_1 t$ и $-\sin \omega_1 t$ (см. рисунок 4.29) избран равным T_6 . Вид сигналов $b_I \cos \omega_1 t$ и $-b_Q \sin \omega_1 t$ на входах сумматора учитывает величину и знак соответствующих сомножителей.

Исходный сигнал модулятора $S(t)$ является сигналом ММЧС и имеет текущую фазу (см. таблицу 4.3)

$$\varphi(t) = \omega_1 t \pm \frac{\pi t}{2T_6}, \quad (4.42)$$

описанную линейно-ломаной кривой. Изменение текущей фазы на интервале $t = T_6$ (так называемый набег фазы) составляет $\Delta\varphi = \pm\pi/2$ и является причиной накапливаемого на каждом интервале T_6 временного сдвига сигнала $S(t)$ относительно немодулированного сигнала с частотой F_1 . Другими словами, в результате набега фазы $\Delta\varphi$ сигнал $S(t)$ «сжимается» или «разжимается» по частоте в соответствии с характером изменения $\Delta\varphi$.

Сравнение графиков $S(t)$ и $\Delta\varphi$ на рисунке 4.29 наглядно показывает, что положительный набег фазы $\Delta\varphi$ соответствует увеличению мгновенной частоты сигнала $S(t)$, а отрицательный – ее уменьшению.

Мгновенная частота $\omega(t)$ как производная от фазы (4.42) определяется из выражения

$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega(0) \pm \frac{\pi}{2T_6} = 2\pi \left(F_1 + \frac{1}{4T_6} \right) = 2\pi \left(F_1 \pm \frac{F}{4} \right). \quad (4.43)$$

Из формулы (4.43) следует, что мгновенная частота принимает одно из двух значений – f_{\max} или f_{\min} (4.40), которое сохраняется на интервале T_6 длительности одного бита. Поскольку модулирующая частота, т. е. частота прохождения уровней b_I и b_Q равняется $F_M = F/2$, а девиация частоты $\Delta f = F/4$, то индекс модуляции равен $m = \Delta f / F_M = 0,5$.

В заключение можно лишь отметить, что при заданных скорости передачи сообщения R_b и характеристиках помехоустойчивости ММЧС-сигнал требует меньшей ширины полосы частот по сравнению с двоичным ФМ-сигналом и меньшей мощности по сравнению с другими двоичными ЧМ-сигналами.

4.3.3 Гауссовская модуляция с минимальным частотным сдвигом

ММЧС-сигнал имеет постоянную огибающую и занимает меньшую полосу частот, чем сигнал с обычной частотной манипуляцией. Однако для многих приложений спектр ММЧС-сигнала все еще остается достаточно широким. Основная причина этого состоит в том, что его фазовые траектории хотя и непрерывны, но являются ломаными линиями, так что их первая производная по времени оказывается разрывной. Сглаживание этих фазовых траекторий является одним из возможных путей дальнейшего уменьшения ширины спектра ММЧС-сигнала. Достигается данный эффект использованием дополнительной фильтрации модулирующего сигнала до его переноса на высокую частоту.

На рисунке 4.30 представлена функциональная схема устройства формирования сигнала с гауссовской модуляцией с минимальным частотным сдвигом (ГММЧС-сигнал).

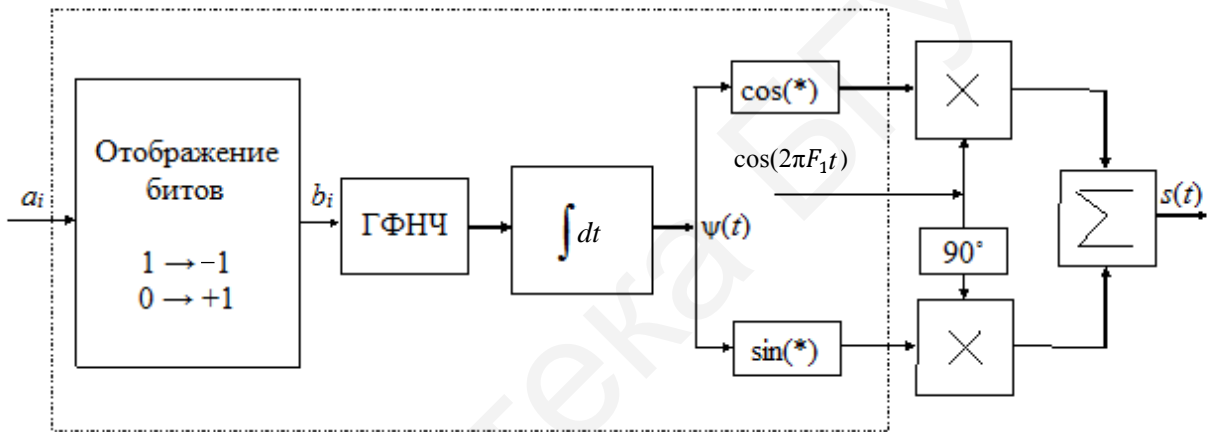


Рисунок 4.30 – Функциональная схема устройства формирования ГММЧС-сигнала

Новым элементом в данной схеме является гауссовский фильтр низкой частоты (ГФНЧ) с импульсным откликом и амплитудно-частотной характеристикой, определяемыми следующими равенствами:

$$g(t) = B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \exp\left\{-\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} t^2\right\}, \quad (4.44)$$

$$G(f) = \exp\left\{-\left(\frac{f}{B}\right)^2 \frac{\ln 2}{2}\right\}, \quad (4.45)$$

где B – ширина полосы пропускания фильтра на уровне -3 дБ.

На выходе ГФНЧ отклик на каждый импульс подпоследовательности определяется как свертка прямоугольного импульса на входе фильтра и импульсной характеристики фильтра:

$$r(t) = v(t)g(t) = \int_t^{t+T_c} g\{\tau\}d\tau = \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{erf} \left[-\frac{2}{\ln 2} \pi B t \right] + \operatorname{erf} \left[\frac{2}{\ln 2} \pi B (t + T_c) \right] \right\}. \quad (4.46)$$

Здесь

$$\operatorname{erf}(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^t \exp\{-\tau^2\} d\tau. \quad (4.47)$$

При $BT_c = 1$ длительность импульсного отклика фильтра примерно равна длительности одного импульса на входе фильтра и сглаживание формы импульса оказывается незначительным. При уменьшении полосы пропускания B отклик на одиночный импульс приближается к гауссовской кривой и имеет более компактный спектр; в результате фазовые траектории не имеют изломов. Если полоса B неограниченно увеличивается, то форма отклика приближается к форме одиночного импульса. В пределе при $BT_c = \infty$ можно считать, что фильтр отсутствует, а схема формирует ММЧС-сигнал.

При практическом построении устройства формирования ГММЧС-сигнала основные операции формирования сигнала могут быть выполнены с помощью цифровых элементов, которые на рисунке 4.30 обведены пунктирной линией; только преобразование частоты выполняется аналоговыми устройствами. Наиболее сложным элементом этой схемы является гауссовский фильтр низкой частоты. Обычно он реализуется как цифровой фильтр с конечной импульсной характеристикой. Значительная доля операций при этом может быть выполнена специализированным процессором.

Гауссовская ММЧС обеспечивает достаточно высокую спектральную эффективность системы связи и широко используется в современных системах связи с подвижными объектами, в частности, в системах сотовой связи стандарта GSM при $BT_c = 0,3$ и в системах цифровой бесшнуровой связи европейского стандарта DECT при $BT_c = 0,5$. Эта функциональная схема устройства формирования ГММЧС-сигнала используется также в системах связи стандарта PCS-1900.

На рисунке 4.31 более детально представлены некоторые элементы данного устройства. Пунктирной линией обведены аналоговые устройства.

В современных системах связи предусматриваются серьезные меры для обеспечения устойчивой связи в сложных условиях распространения радиоволн (движение передатчика и приемника, препятствия на пути распространения радиоволн). К таким мерам в первую очередь следует отнести медленные скачки по частоте в течение сеанса связи и управление мощностью, излучаемой передатчиками. Способы реализации этих мер можно проиллюстрировать, если ввести незначительные изменения в схему, представленную на рисунке 4.30. Эти изменения показаны на рисунке 4.32.

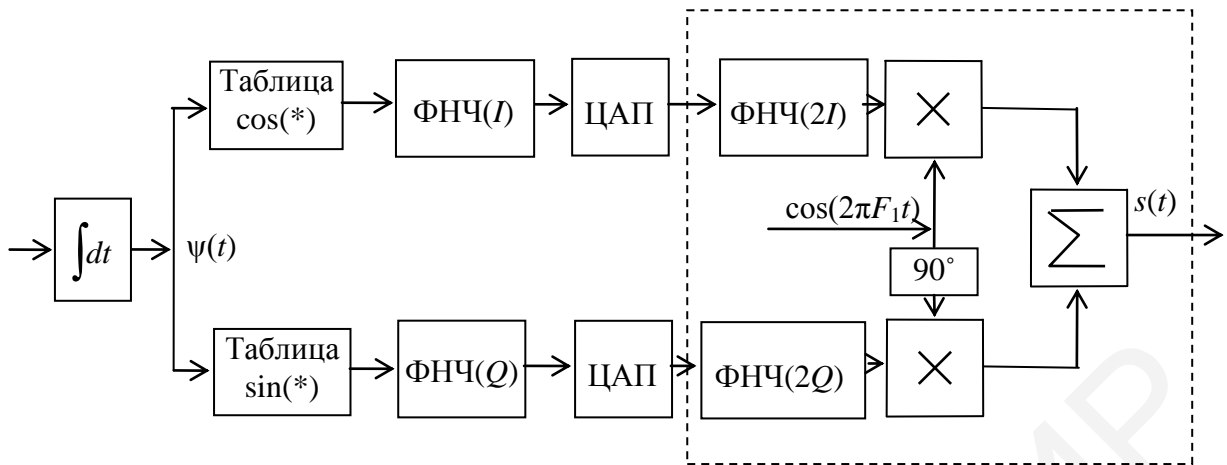


Рисунок 4.31 – Элементы устройства формирования ГММЧС-сигнала

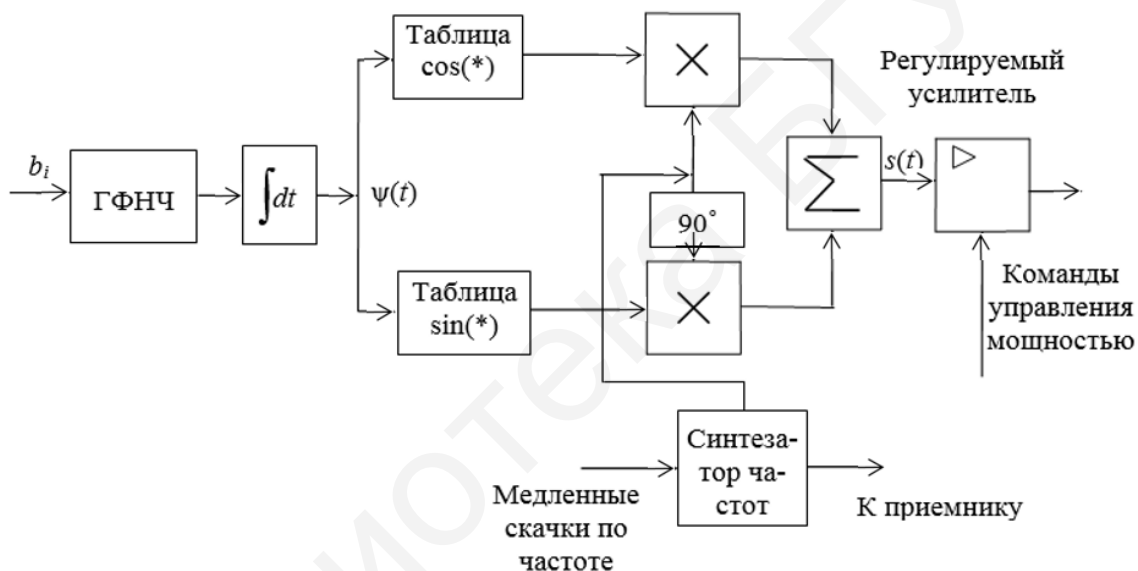


Рисунок 4.32 – Функциональная схема устройства формирования ГММЧС-сигнала, включающая элементы управления излучаемой мощностью и частот несущего колебания

Команды управления мощностью формируются специальной системой, которая контролирует уровень сигнала на входе приемника. Медленные скачки по частоте осуществляются с частотой в несколько сотен герцев. Для стандарта GSM эта частота равна 217 Гц.

4.3.4 Многопозиционная частотная манипуляция

При M -ичной многопозиционной частотной манипуляции (МЧМП) используются более двух частот. В этом случае каждая сигнальная посылка представляет более одного бита. Переданный МЧМП-сигнал (для одного периода передачи сигнальной посылки) можно представить следующим образом:

$$S_i(t) = A \cos(2\pi f_i t), \quad i = \overline{1, M}. \quad (4.48)$$

Здесь

$$f_i = F_1 + (2i - 1 - M)f_g,$$

где F_1 – частота несущей;

f_g – разностная частота;

$M = 2^m$ – число сигнальных посылок;

m – количество битов на одну сигнальную посылку.

Функциональная схема устройства формирования МЧМП-сигнала представлена на рисунке 4.33.

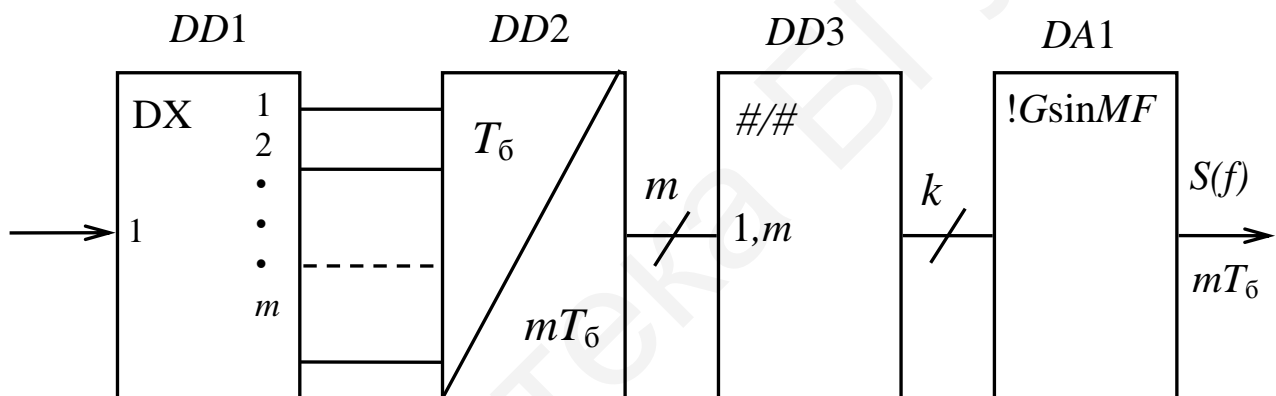


Рисунок 4.33 – Функциональная схема формирователя МЧМП-сигнала

Демультимплексор $DD1$ разделяет входную битовую последовательность n_i на m последовательностей. Преобразователь длительности $DD2$ растягивает по времени в m раз. Преобразователь код – код $DD3$ формирует необходимый коэффициент деления, согласно которому синтезатор частот $DA1$ формирует сигнал с частотой f_i .

На рисунке 4.34 представлен пример формирования сигнала ЧМП-4. Входной поток битов кодируется по два бита, после чего передается одна из четырех возможных двухбитовых комбинаций.

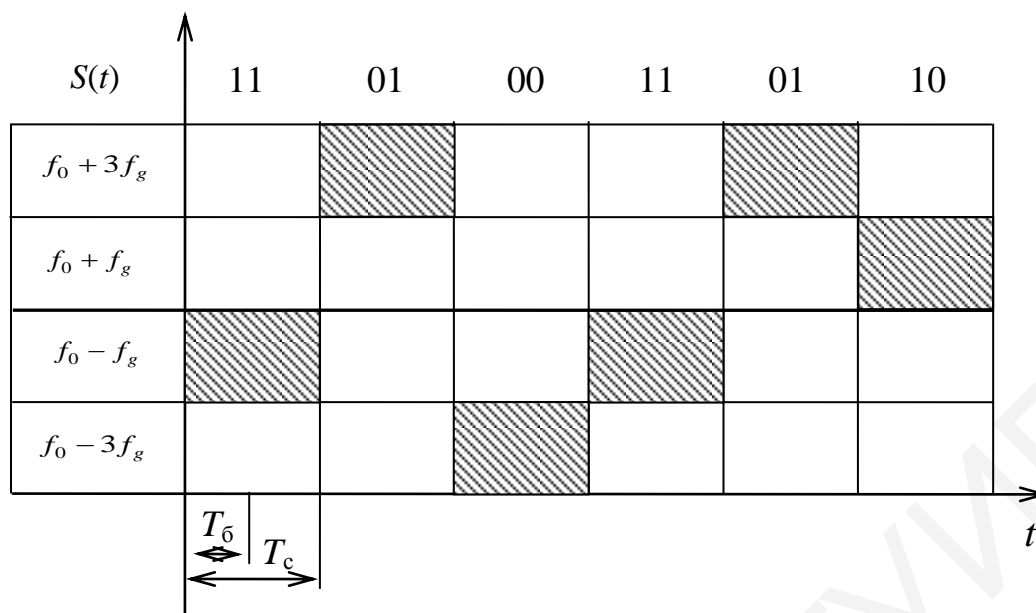


Рисунок 4.34 – Пример формирования ЧМП-4

4.4 Квадратурная амплитудная модуляция

При M -ичной фазовой модуляции, рассмотренной в подразделе 4.2.2, амплитуда и частота несущего колебания в течение сеанса связи остаются постоянными. Изменяется только начальная фаза каждого канального символа.

При квадратурной амплитудной модуляции (КАМ) изменяются значения амплитуды и начальной фазы каждого канального символа. Если число возможных значений этих параметров дискретно и конечно, то этот тип модуляции также является цифровым. Один канальный символ сигнала при таком способе модуляции можно представить следующим равенством:

$$s_i(t) = A_i \cos(2\pi F_1 t + \Phi_i) = \text{Re} [A_i \exp\{j\Phi_i\} \exp\{2QF_1 t\}], \quad (i-1)T_c < t \leq iT_c, \quad (4.49)$$

в котором $A_i = A_i e^{j\Phi_i}$ является комплексной амплитудой этого канального символа, $i = 1, 2, \dots, M$. При построении сигнального созвездия этого сигнала удобнее использовать вещественную и мнимую части комплексной амплитуды:

$$s_i(t) = A_i \cos(2\pi F_1 t + \Phi_i) = A_i \cos(\Phi_i) \cos(2\pi F_1 t) + A_i \sin(\Phi_i) \times \sin(2\pi F_1 t) = I \cos(2\pi F_1 t) + Q \sin(2\pi F_1 t), \quad (i-1)T_c < t \leq iT_c, \quad (4.50)$$

где I и Q – координаты i -й точки сигнального созвездия КАМ-сигнала.

На рисунке 4.35 показана структурная схема модулятора, на рисунке 4.36 – сигнальное созвездие для случая, когда I и Q принимают значения $\pm 1, \pm 3$ (четырёхуровневая КАМ).

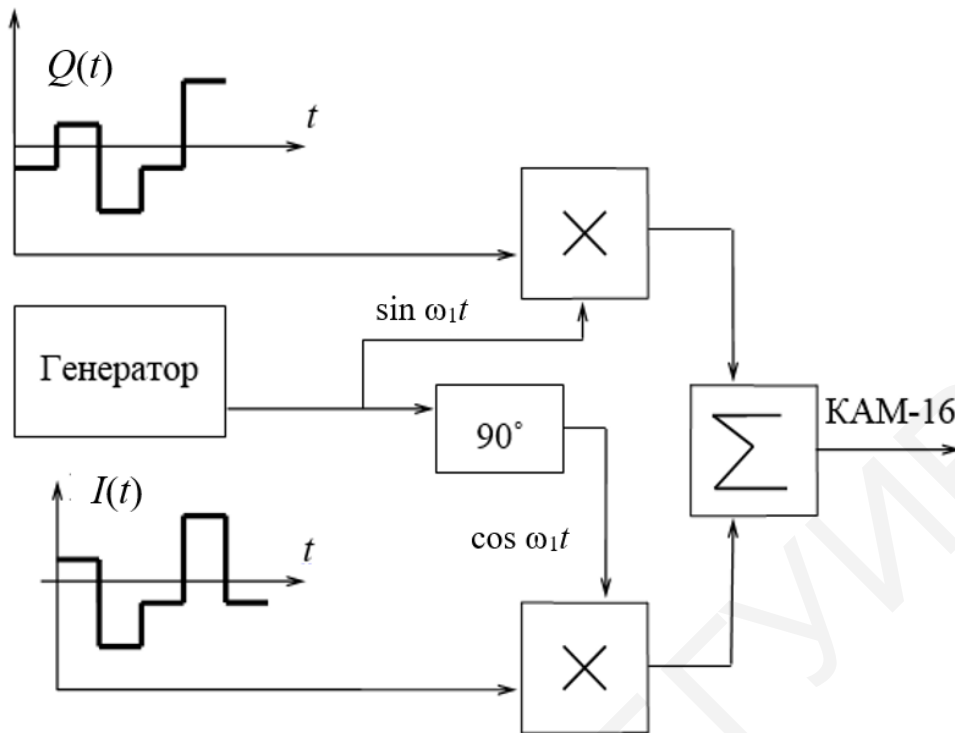


Рисунок 4.35 – Структурная схема модулятора КАМ-16

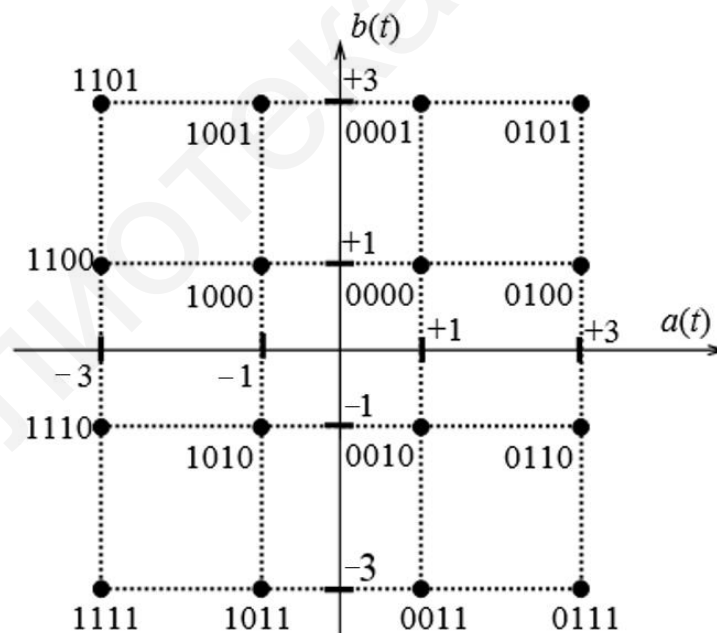


Рисунок 4.36 – Сигнальная диаграмма КАМ-16

Величины ± 1 , ± 3 определяют уровни модуляции и имеют относительный характер. Созвездие содержит 16 сигнальных точек, каждая из которых соответствует четырем передаваемым информационным битам. В современных системах связи значение этого параметра может превышать 1024.

Из теории связи известно, что при равном числе точек в сигнальном созвездии спектр сигналов КАМ идентичен спектру сигналов ФМП. Однако помехоустойчивость систем ФМП и КАМ различна. При большом числе точек сигналы системы КАМ имеют лучшие характеристики, чем системы ФМП. Основная причина этого состоит в том, что расстояние между сигнальными точками в системе ФМП меньше расстояния между сигнальными точками в системе КАМ. Расстояние d между соседними точками сигнального созвездия в системе КАМ (рисунок 4.37) с L уровнями модуляции определяется выражением $d = \sqrt{2}/(L-1)$, в системе ФМ (рисунок 4.38) – выражением $d = \sin(\pi/M)$, где M – число фаз.

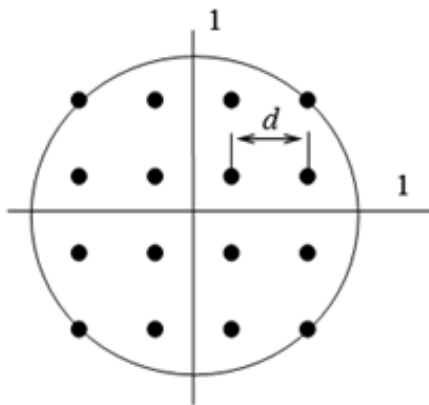


Рисунок 4.37 – Сигнальное созвездие КАМ-16

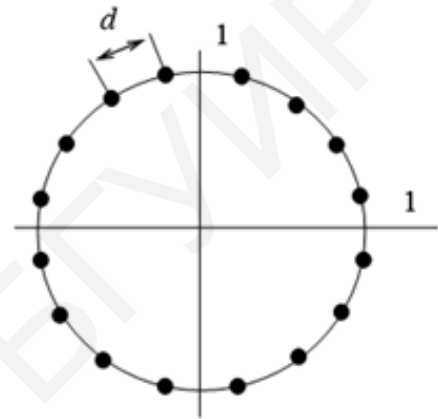


Рисунок 4.38 – Сигнальное созвездие ФМ-16

Из приведенных выражений следует, что при увеличении значения M и одном и том же уровне мощности системы КАМ предпочтительнее систем ФМП. Например, при $M = 16$ ($L = 4$) $d_{\text{КАМ}} = 0,471$, $d_{\text{ФМП}} = 0,390$, а при $M = 32$ ($L = 6$) $d_{\text{КАМ}} = 0,283$, $d_{\text{ФМП}} = 0,196$.

В качестве примера применения квадратурной амплитудной модуляции рассмотрим протокол V.29, который предусматривает возможность работы со скоростями 9600, 7200 и 4800 бит/с по четырехпроводным арендованным телефонным каналам. Частота несущего сигнала равна 1700 Гц, а скорость модуляции – 2400 бод.

Применена квадратурная амплитудная модуляция. Сигнальное созвездие протокола изображено на рисунке 4.39. При скорости 9600 бит/с поток двоичных символов разделяется на блоки по четыре бита ($Q1, Q2, Q3, Q4$). Второй ($Q2$), третий ($Q3$), четвертый ($Q4$) биты в блоке определяют изменение фазы сигнала по отношению к фазе предшествующего элемента в соответствии с таблицей 4.5, реализуя таким образом закон относительного кодирования. Амплитуда передаваемого сигнального элемента определяется первым битом ($Q1$) и величиной абсолютной фазы сигнального элемента в соответствии с таблицей 4.6.

Таблица 4.5 – Закон изменения фазы сигнала для протокола V.29

Q_2	Q_3	Q_4	Изменение фазы
0	0	1	0°
0	0	0	45°
0	1	0	90°
0	1	1	135°
1	1	1	180°
1	1	0	225°
1	0	0	270°
1	0	1	315°

Таблица 4.6 – Закон изменения амплитуды сигнала для протокола V.29

Абсолютная фаза	Q_1	Амплитуда
$0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$	0	3
	1	5
$45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$	0	$3/\sqrt{2}$
	1	$3\sqrt{2}$

Принцип формирования сигнала рассмотрим на примере передачи последовательности 1011 0000 1101 0110 0011 0101. Значения амплитуд и фаз сигналов в соответствии с диаграммой на рисунке 4.39 представлены в таблице 4.7 (за исходную фазу предыдущей посылки по диаграмме выбрана фаза 135°).

Таблица 4.7 – Пример кодирования фазы и амплитуды при передаче последовательности данных по протоколу V.29

Блок данных	Абсолютная фаза	Амплитуда
1011	270°	5
0000	315°	$3/\sqrt{2}$
1101	270°	5
0110	135°	$3/\sqrt{2}$
0011	270°	5
0101	225°	$3\sqrt{2}$

Значения фазы 270° и амплитуды 5 первой строки таблицы 4.7 получились следующим образом. Для блока $Q_2Q_3Q_4 = 011$ по таблице 4.5 находится фаза, рав-

ная 135° . Это значение определяет скачок фазы по отношению к фазе предыдущей посылки, равной также 135° . В результате абсолютному значению фазы 270° и значению бита $Q1 = 1$ по таблице 4.6 соответствует амплитуда, равная 5.

При скорости 9600 бит/с в соответствии с диаграммой, приведенной на рисунке 4.39, применяется сигнал КАМ-16 с четырьмя градациями амплитуды и восемью градациями фазы.

На скорости 7200 бит/с при объединении в блок трех битов достаточно восьмипозиционного сигнала. Согласно V.29 в этом случае используются два значения амплитуды (2 и $3/\sqrt{2}$) и все восемь градаций фаз. Трехбитовый блок образуют три последние цифры комбинаций, указанных на рисунке 4.39.

На скорости 4800 бит/с при объединении двух битов для передачи требуется четыре элементарных сигнала. В данном случае эти сигналы имеют вид обычной ФМ-4. Двухбитовый блок образуют два средних двоичных знака комбинаций, указанных на рисунке 4.39.

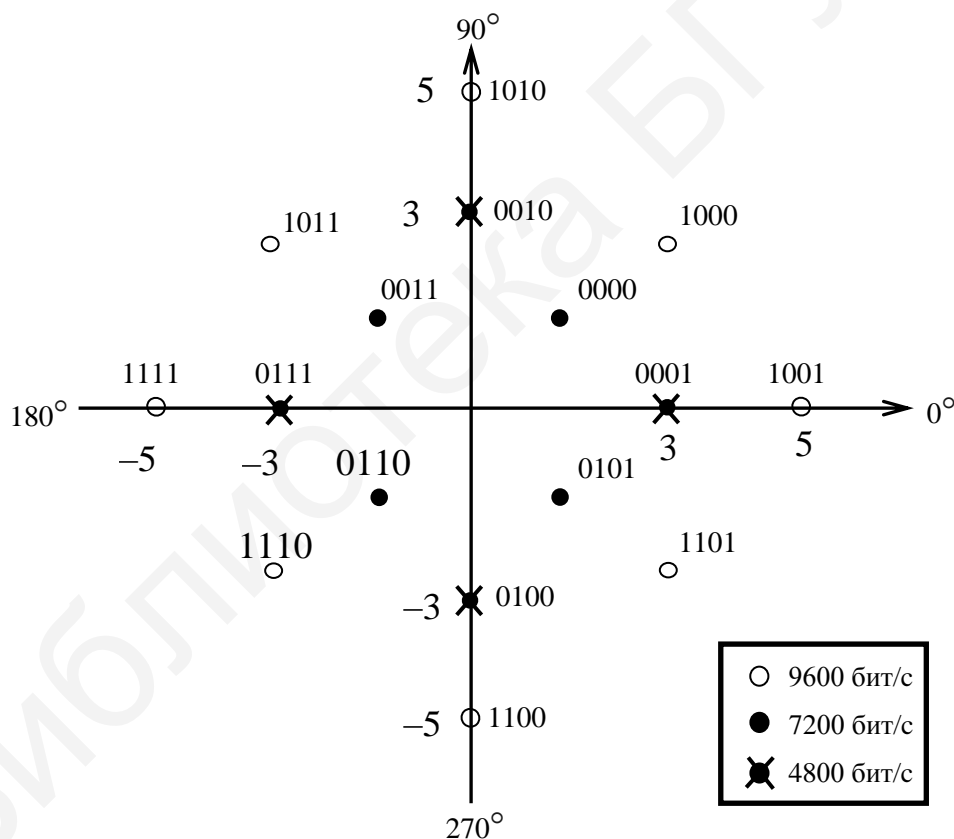


Рисунок 4.39 – Сигнальная диаграмма протокола V.29

Следует отметить, что КАМ проста в реализации и в то же время достаточно эффективна для линейного кодирования xDSL-сигналов и обеспечивает высокие показатели спектральной эффективности.

Относительно высокий уровень помехоустойчивости КАМ сигнала обеспечивает возможность построения на основе этой технологии высокоскоростных систем передачи данных по двухпроводным линиям с частотным распределением передаваемых и принимаемых информационных потоков. К недостаткам алгоритма можно отнести относительно малый уровень полезного сигнала в спектре модулированного колебания. Этот недостаток является общим для алгоритмов гармонической амплитудной модуляции и проявляется в том, что максимальная амплитуда в спектре модулированного колебания имеет гармонику на частоте несущего колебания. От этого недостатка свободна КАМ с подавленной несущей.

4.4.1 Квадратурная амплитудно-фазовая модуляция с подавленной несущей

Квадратурная амплитудно-фазовая модуляция с подавлением несущей (CAP – Carrier less Amplitude modulation/Phase modulation) является одним из широко используемых в настоящее время на DSL-линиях способов модуляции. Особенность CAP-модуляции заключается в специальной обработке модулированного информационного сигнала перед отправкой его в линию. В процессе этой обработки из спектра модулированного сигнала исключается составляющая, которая соответствует частоте несущего колебания КАМ. После того как приемник принимает переданный информационный сигнал, он восстанавливает сначала частоту несущего колебания, а уже после этого – информационный сигнал. Такие манипуляции со спектром выполняются для того, чтобы уменьшить долю неинформативной составляющей в спектре передаваемого информационного сигнала. Это в свою очередь делается для обеспечения большей энергетика сигнала и уменьшения уровня перекрестных помех у сигналов, которые передаются одновременно.

Основные принципы формирования выходного CAP-модулированного сигнала соответствуют принципам формирования КАМ-сигнала. Отличия указанных методов заключаются в наличии дополнительных процедур, необходимых для формирования и восстановления спектра CAP-модулированного сигнала. Одна из возможных функциональных схем формирования сигнала, модулированного в соответствии с принципами метода CAP, представлена на рисунке 4.40.

Для подавления гармоники несущего колебания используются синфазный и квадратурный фильтры. Для адекватного восстановления сформированного таким образом сигнала на приемной стороне должны быть выполнены операции по восстановлению несущего колебания. После восстановления несущей приемник выполняет те же операции, что и приемник КАМ. Поэтому по крайней мере теоретически приемник CAP может взаимодействовать с передатчиком КАМ. CAP-модуляция может быть использована для формирования сигналов в различных технологиях xDSL.

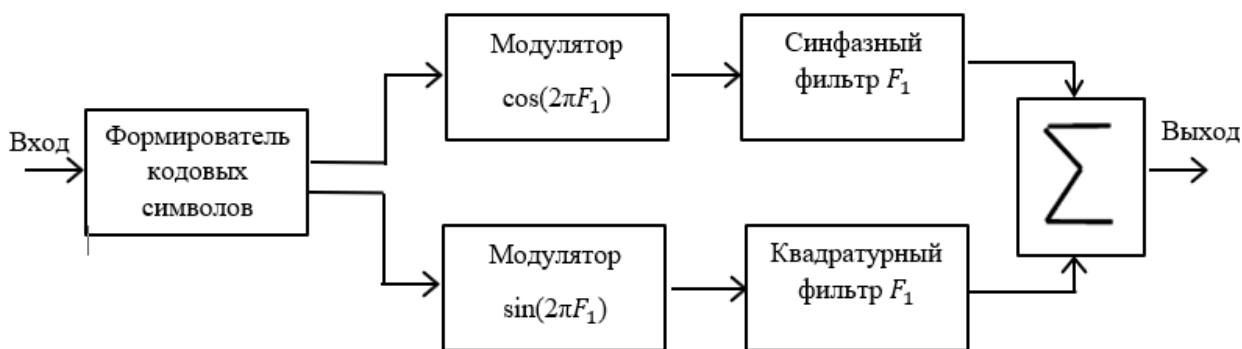


Рисунок 4.40 – Схема формирования CAP-модулированного сигнала

Требуемое соотношение сигнал/шум находится в зависимости от конкретного используемого способа CAP-модуляции, представленной в таблице 4.8.

Таблица 4.8 – Требуемое соотношение сигнал/шум в системах с CAP-модуляцией

Способ CAP	Требуемое отношение сигнал/шум, дБ
CAP-4	14,5
CAP-8	18,0
CAP-16	21,5
CAP-32	24,5
CAP-64	27,7
CAP-128	30,6
CAP-256	33,8

В соответствии с определением значение относительного соотношения сигнал/шум соответствует уровню помехи, при которой вероятность искажения бита на приемной стороне не будет превышать значения 10^{-7} . Как и в случае КАМ, помехоустойчивость метода модуляции уменьшается при повышении его спектральной эффективности.

Поскольку амплитудно-фазовая модуляция с подавлением несущей является по сути квадратурно-амплитудной модуляцией, ей свойственны все положительные качества, которые присущи этому классу способов, – относительная простота реализации и высокая спектральная эффективность. Несомненным достоинством собственно CAP-модуляции является высокая энергетическая эффективность формируемого сигнала. Именно этот способ модуляции теоретически способен обеспечить максимальные значения соотношения сигнал/шум. Все эти полезные качества CAP-модуляции позволяют применять ее для построения эффективных и экономичных приемопередающих устройств широкого спектра технологий DSL.

5 МОДУЛЯТОРЫ И ДЕМОДУЛЯТОРЫ

5.1 Амплитудные модуляторы

Процесс модуляции сопровождается изменением спектра несущего колебания, а поэтому модуляционное устройство должно содержать либо нелинейные элементы, либо линейные, но с изменяющимися при модуляции параметрами.

Найдем передаточную функцию $K(j\omega_1 t)$ амплитудного модулятора:

$$K(j\omega_1 t) = \frac{U_{AM}(t)}{U_H(t)} = \frac{U(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_1 t}{U \cos \omega_1 t} = 1 + m \cos \Omega t, \quad (5.1)$$

где $U_{AM}(t)$ – сигнал на выходе амплитудного модулятора;
 $U_H(t)$ – несущее колебание.

Таким образом, передаточная функция не зависит от частоты ω_1 и соответствует усилителю, у которого коэффициент усиления меняется пропорционально величине $1 + m \cos \Omega t$. Это изменение может быть осуществлено различными способами в зависимости от вида активного элемента, используемого в модулируемом усилителе.

Рассмотрим схему амплитудного модулятора, построенного на полевых транзисторах. Ток стока полевого транзистора является функцией напряжений на затворе U_3 и стоке U_c , т. е.

$$I_C = f(U_3, U_c). \quad (5.2)$$

Следовательно, модуляцию можно осуществить изменением напряжения на любом из электродов.

5.1.1 Затворная модуляция

Принципиальная схема затворного модулятора с изменением напряжения приведена на рисунке 5.1.

Модулирующее напряжение $C(t)$ (см. (2.2)) вводится в цепь затвора последовательно с источником постоянного смещения E_{CM} . Амплитуда высокочастотного напряжения $U_H(t)$ (см. (2.3)), поступающего от источника стабильного ВЧ-возбудителя, в процессе модуляции остается неизменной. Емкость $C1$ является блокировочной и обладает малым сопротивлением для тока несущей частоты ω_1 и большим – для тока частоты модулирующего сигнала Ω .

Так как частота Ω значительно меньше частоты ω_1 , можно считать, что напряжение смещения составлено из постоянного напряжения источника смещения E_{CM} и медленно меняющегося напряжения низкой частоты, т. е.

$$U_3 = E_{CM} + U_{\Omega} \cos \Omega t. \quad (5.3)$$

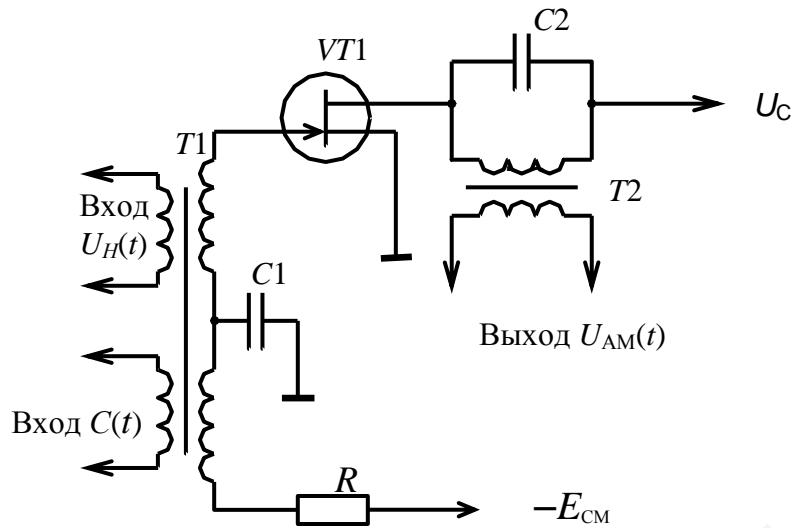


Рисунок 5.1 – Схема затворного модулятора

Временные диаграммы, поясняющие работу затворного модулятора, приведены на рисунке 5.2.

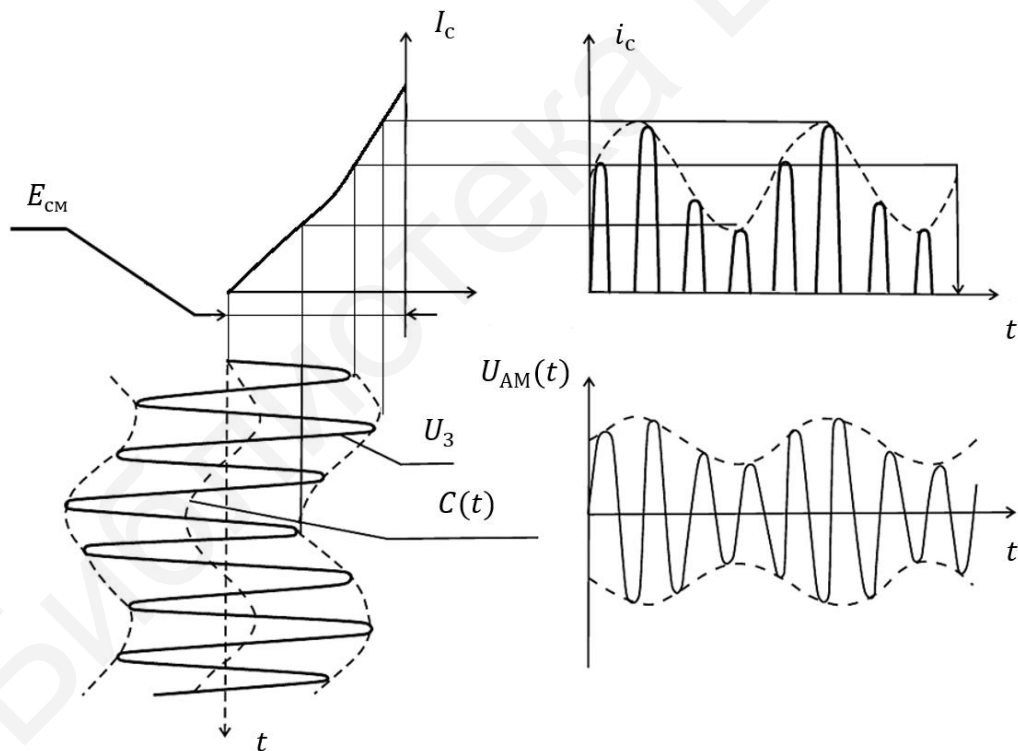


Рисунок 5.2 – Временные диаграммы при затворной модуляции

Ток стока полевого транзистора, кроме полезной составляющей (первой гармоники), амплитуда которой меняется по закону модулирующего сообщения, содержит постоянную и медленно меняющуюся составляющие, а также высшие гармоники.

Для того чтобы исключить вредные продукты преобразования, в качестве нагрузки полевого транзистора используется резонансный контур с высокой добротностью. На контуре создается заметное напряжение только первая гармоника тока стока. Поэтому огибающая напряжения на контуре, а следовательно, и выходное напряжение изменяются по закону модулирующего сигнала.

Полевой транзистор при таком режиме использования представляет собой по отношению к высокочастотному напряжению $U_H(t)$ линейное устройство с переменным параметром – крутизной $S(t)$, управляемой модулирующим напряжением. По отношению к низкочастотному напряжению полевой транзистор является нелинейным устройством.

Проведем анализ работы затворного модулятора. К входу полевого транзистора приложено напряжение

$$U_3 = E_{CM} + U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{\omega_1} \cos \omega_1 t. \quad (5.4)$$

Аппроксимируем сток-затворную характеристику полевого транзистора полиномом второй степени, а именно:

$$i_c = a_0 + a_1 U_3 + a_2 U_3^2. \quad (5.5)$$

Подставляя значения U_3 в выражение для i_c (5.5), находим

$$\begin{aligned} i_c &= a_0 + a_1 (E_{CM} + U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{\omega_1} \cos \omega_1 t) + a_2 (E_{CM} + U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{\omega_1} \cos \omega_1 t)^2 = \\ &= a_0 + a_1 (E_{CM} + U_{\Omega} \cos \Omega t + U_{\omega_1} \cos \omega_1 t) + a_2 (E_{CM}^2 + U_{\Omega}^2 \cos^2 \Omega t + U_{\omega_1}^2 \cos^2 \omega_1 t + \\ &\quad + 2E_{CM} U_{\Omega} \cos \Omega t + 2E_{CM} U_{\omega_1} \cos \omega_1 t + 2U_{\Omega} U_{\omega_1} \cos \Omega t \cos \omega_1 t). \end{aligned}$$

Определим напряжение на выходе затворного модулятора. Контур настроен на частоту ω_1 и представляет для колебаний этой частоты сопротивление R_K . Тогда

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= R_K \left(a_1 U_{\omega_1} \cos \omega_1 t + 2a_2 E_{CM} U_{\omega_1} \cos \omega_1 t + 2a_2 U_{\Omega} U_{\omega_1} \cos \Omega t \cos \omega_1 t \right) = \\ &= R_K U_{\omega_1} \cos \omega_1 t \left(a_1 + 2a_2 E_{CM} \right) \left(1 + \frac{2a_2 U_{\Omega} \cos \Omega t}{a_1 + 2a_2 E_{CM}} \right). \end{aligned}$$

Введя обозначения

$$R_K U_{\omega_1} (a_1 + 2a_2 E_{CM}) = U^*; \quad \frac{2a_2 U_{\Omega}}{a_1 + 2a_2 E_{CM}} = m_{AM}, \quad (5.6)$$

получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = U^* (1 + m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_1 t, \quad (5.7)$$

где m_{AM} – коэффициент амплитудной модуляции.

Таким образом, как следует из выражения (5.7), выходной сигнал является амплитудно-модулированным, а анализ выражения (5.6) показывает, что при работе на линейном участке вольт-амперной характеристики ($a_2 = 0$) осуществить амплитудную модуляцию невозможно.

5.1.2 Стоковая модуляция

Для получения АМ-сигнала при стоковой модуляции используется зависимость тока стока полевого транзистора от напряжения стока U_c . Принципиальная схема стокового модулятора приведена на рисунке 5.3.

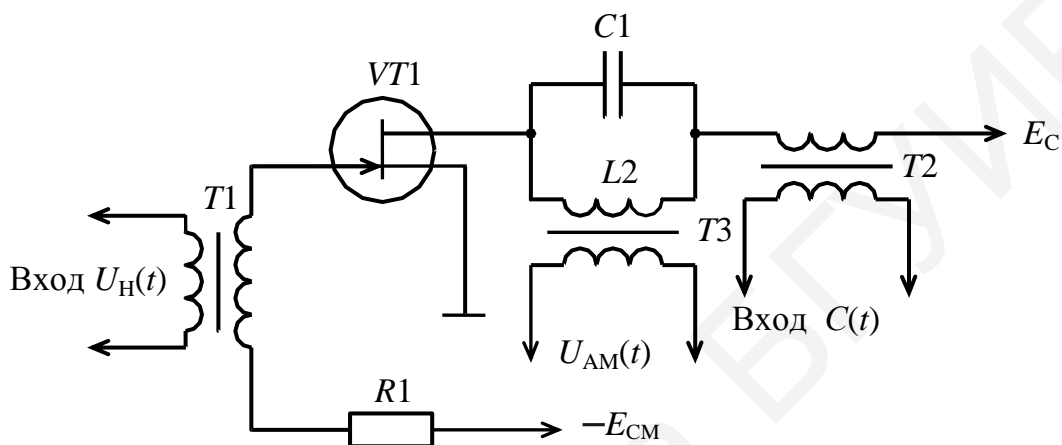


Рисунок 5.3 – Схема стокового модулятора

Принцип работы сводится к следующему: к стоку полевого транзистора приложено напряжение

$$U_c = E_c + U_\Omega \cos \Omega t, \quad (5.8)$$

изменяющееся около значения E_c с частотой модулирующего сигнала, в результате этого изменяется амплитудное значение импульсов тока, за счет чего реализуется АМ. Типовая модуляционная характеристика при стоковой модуляции показана на рисунке 5.4. По ней можно выбрать начальное напряжение на стоке E_c и максимальную амплитуду модулирующего напряжения U_Ω .

Максимальный коэффициент модуляции определится как

$$m = \Delta I_c / I_c. \quad (5.9)$$

Следует отметить, что для получения большей крутизны статической модуляционной характеристики нужно использовать по возможности триодный участок выходной характеристики транзистора, где крутизна велика. Сравнение схем затворного и стокового модуляторов позволяет сделать следующий вывод: преимуществом стокового модулятора является то, что источники модулирующего сигнала и носителя не связаны друг с другом; стоковому модулятору

свойственно большее значение коэффициента амплитудной модуляции и больший коэффициент полезного действия; при затворной модуляции от источника модулирующего сигнала потребляется меньшая мощность.

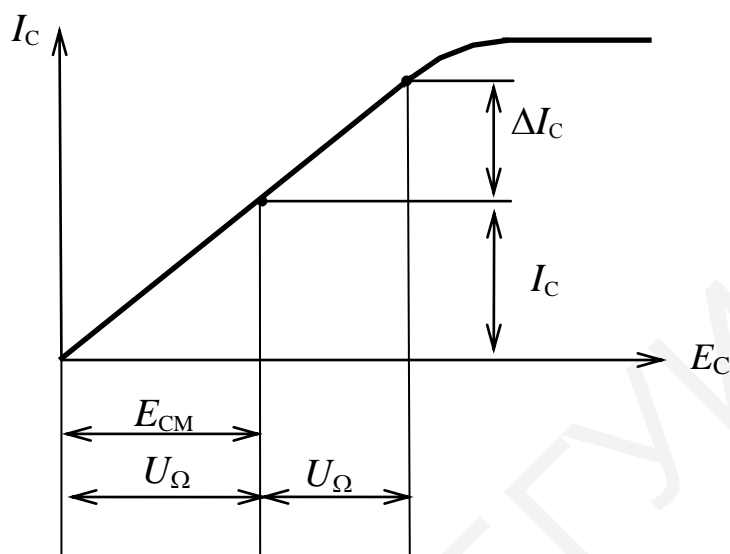


Рисунок 5.4 – Модуляционная характеристика при стоковой модуляции

В качестве усилительного элемента можно использовать и биполярные транзисторы, но при этом модулирующее напряжение необходимо подавать на базу или коллектор транзистора. Принцип работы базового модулятора аналогичен принципу работы затворного модулятора, а коллекторного – принципу работы стокового модулятора.

5.2 Детекторы АМ-сигналов

Детектирование колебаний заключается в восстановлении модулирующего сигнала, который в неявной форме содержится в модулированном высокочастотном колебании. По своему назначению детектирование является процессом, обратным процессу модуляции. В тех случаях, когда требуется подчеркнуть это, наряду с термином «детектирование» («обнаружение») применяют термин «демодуляция» колебаний.

На вход детектора подается модулированное колебание, содержащее только высокочастотные составляющие: несущее колебание и боковые частоты. На выходе детектора появляется напряжение с низкочастотным спектром передаваемого сообщения. Следовательно, детектирование сопровождается трансформацией частотного спектра и не может быть осуществлено без применения нелинейных элементов. В качестве таких элементов используются полупроводниковые диоды, полевые и биполярные транзисторы.

Предположим, что вольт-амперная характеристика (ВАХ) нелинейного элемента описывается выражением

$$i = a + bU + cU^2. \quad (5.10)$$

Если на входе действует АМ-сигнал

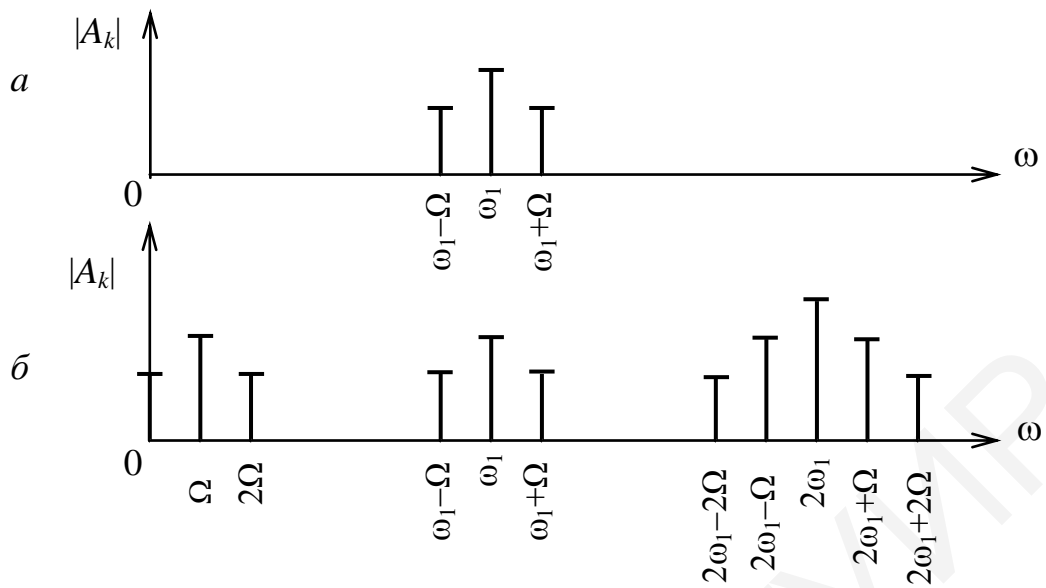
$$U_{AM}(t) = U_{\omega_1} (1 + m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_1 t, \quad (5.11)$$

ТО ТОК

$$\begin{aligned} i &= a + bU_{\omega_1} (1 + m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_1 t + cU_{\omega_1}^2 (1 + m_{AM} \cos \Omega t)^2 \cos^2 \omega_1 t = \\ &= a + \frac{cU_{\omega_1}^2}{2} \left(1 + \frac{m_{AM}^2}{2} \right) + cU_{\omega_1}^2 m_{AM} \cos \Omega t + \frac{bU_{\omega_1} m_{AM}}{2} \cos(\omega_1 - \Omega)t + \\ &+ bU_{\omega_1} \cos \omega_1 t + \frac{bU_{\omega_1} m_{AM}}{2} \cos(\omega_1 + \Omega)t + \frac{cU_{\omega_1}^2 m_{AM}^2}{4} \cos 2\Omega t + \\ &+ \frac{cU_{\omega_1}^2 m_{AM}^2}{8} \cos(2\omega_1 - 2\Omega)t + \frac{cU_{\omega_1}^2 m_{AM}}{2} \cos(2\omega_1 - \Omega)t + \\ &+ \frac{cU_{\omega_1}^2}{2} \left(1 + \frac{m_{AM}^2}{2} \right) \cos 2\omega_1 t + \frac{cU_{\omega_1}^2 m_{AM}}{2} \cos(2\omega_1 + 2\Omega)t + \\ &+ \frac{cU_{\omega_1}^2 m_{AM}^2}{8} \cos(2\omega_1 + 2\Omega)t. \end{aligned} \quad (5.12)$$

Спектр сигнала до и после детектирования показан на рисунке 5.5, а, б.

Как видно из рисунка, в низкочастотной части спектра, кроме составляющей с частотой модулирующего сигнала Ω , есть еще постоянная составляющая и вторая гармоника модулирующего сигнала, которая приводит к искажениям. Так как низкочастотная составляющая пропорциональна квадрату амплитуды входного напряжения (используется начальный участок ВАХ – рисунок 5.6), то детектирование при малых амплитудах является квадратичным.



a – спектр сигнала до детектирования;
б – спектр сигнала после детектирования

Рисунок 5.5 – Спектр АМ-сигнала при демодуляции с использованием нелинейной характеристики

Во избежание искажений при детектировании необходимо, чтобы детектор обладал линейно-ломаной ВАХ, представленной на рисунке 5.7 или 5.8.

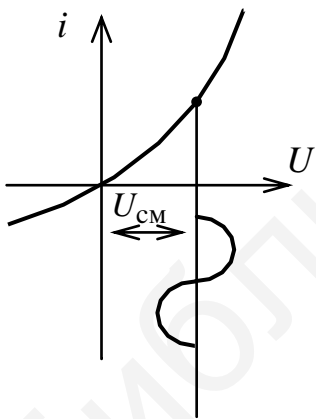


Рисунок 5.6 – ВАХ нелинейного элемента

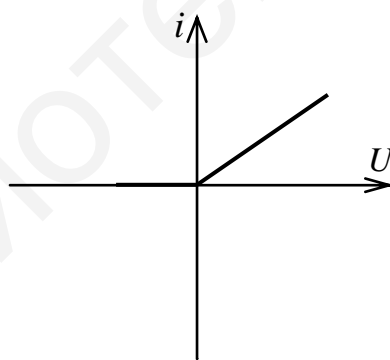


Рисунок 5.7 – ВАХ однополупериодного детектора

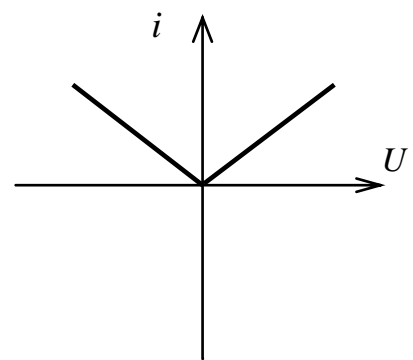


Рисунок 5.8 – ВАХ двухполупериодного детектора

Аналитически ВАХ однополупериодного детектора можно записать в виде

$$i = \begin{cases} aU & \text{при } U \geq 0, \\ 0 & \text{при } U < 0, \end{cases} \quad (5.13)$$

двухполупериодного –

$$i = a|U|. \quad (5.14)$$

Предположим, что в цепи с детектором, характеристика которого показана на рисунке 5.8 (двухполупериодное детектирование), действует АМ-сигнал (5.11). Для определения i нужно найти модуль напряжения $|U|$. Так как коэффициент модуляции $m < 1$, то выражение $(1 + m \cos \Omega t)$ – всегда положительная величина. Разложение в ряд Фурье выпрямленной косинусоиды $|\cos \omega_1 t|$:

$$|\cos \omega_1 t| = \frac{4}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{1 \cdot 3} \cos 2\omega_1 t - \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega_1 t + \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\omega_1 t - \dots \right).$$

Следовательно, ток равен

$$\begin{aligned} i &= \frac{4a}{\pi} U_{\omega_1} (1 + m_{\text{AM}} \cos \Omega t) \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{3} \cos 2\omega_1 t - \frac{1}{15} \cos 4\omega_1 t + \frac{1}{35} \cos 6\omega_1 t - \dots \right) = \\ &= \frac{2aU_{\omega_1}}{\pi} + \frac{2a}{\pi} m_{\text{AM}} U_{\omega_1} \cos \Omega t + \frac{2a}{3\pi} m_{\text{AM}} U_{\omega_1} \cos(2\omega_1 - \Omega)t + \frac{4a}{3\pi} m_{\text{AM}} U_{\omega_1} \cos 2\omega_1 t + \\ &\quad + \frac{2a}{3\pi} m_{\text{AM}} U_{\omega_1} \cos(2\omega_1 + \Omega)t - \frac{2a}{15\pi} m_{\text{AM}} U_{\omega_1} \cos(4\omega_1 - \Omega)t - \dots \end{aligned} \quad (5.15)$$

Спектр сигнала после детектирования показан на рисунке 5.9.

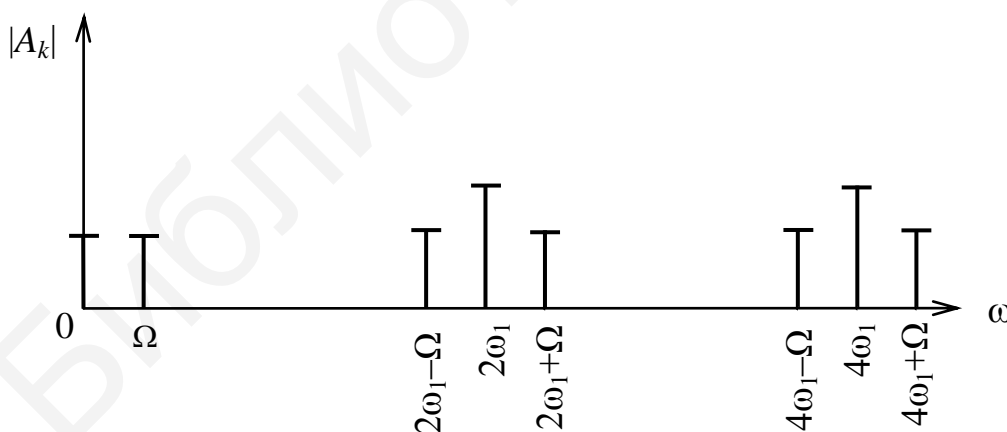


Рисунок 5.9 – Спектр АМ-сигнала при демодуляции с использованием линейной характеристики

В составе спектра нет искажающих сигнал гармоник низкой частоты. Поэтому детектор с ВАХ, представленной на рисунке 5.7 или 5.8, называют линейным.

Процесс детектирования состоит из выпрямления АМ колебаний, в результате процесса образуются импульсы несущей частоты с огибающей, имеющей форму колебания передаваемого сообщения, и из этих импульсов выделяется исходный сигнал путем фильтрации высокочастотных составляющих спектра импульсов.

Схема детектора с двухполупериодным выпрямлением представлена на рисунке 5.10, а временные диаграммы в различных точках – на рисунке 5.11.

Простейшим фильтром нижних частот (ФНЧ) может служить конденсатор C , подключенный параллельно нагрузке R . Для выделения неискаженной огибающей сопротивление нагрузки R должно быть больше емкостного сопротивления на несущей частоте и меньше емкостного сопротивления этого же конденсатора на частоте модулирующего сообщения, т. е.

$$1/\omega_1 C \ll R \ll 1/\Omega C . \quad (5.16)$$

В этом случае на выходе детектора отсутствуют составляющие высоких частот. При линейном детектировании спектр выходного сигнала не отличается от спектра модулирующего сообщения.

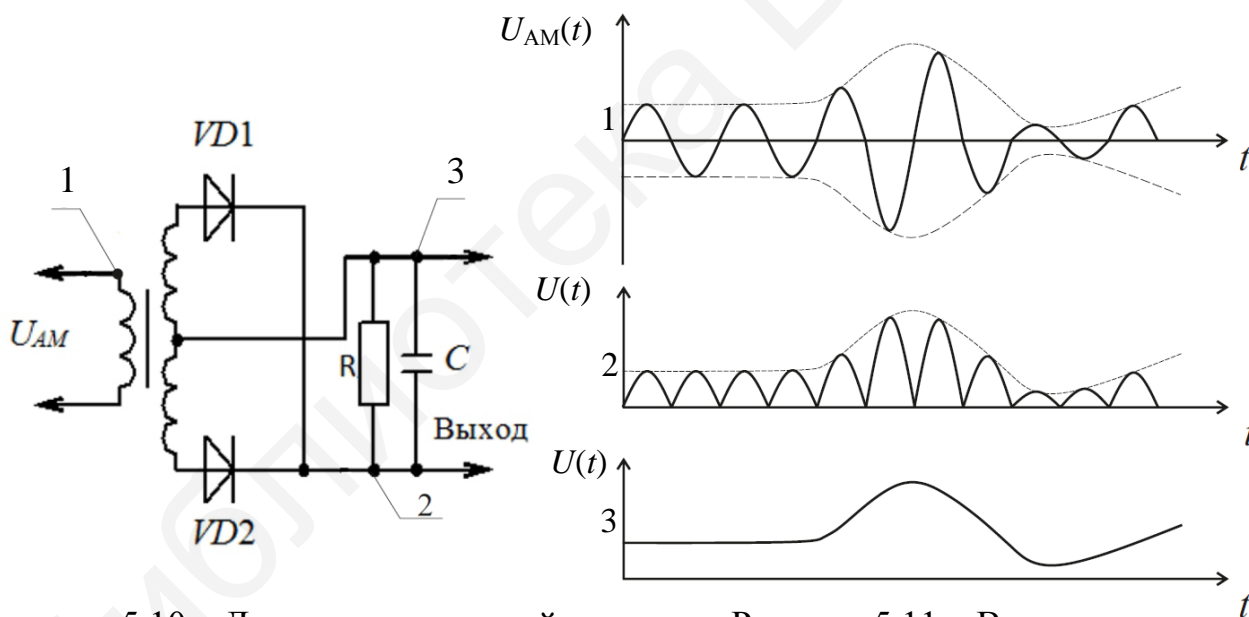


Рисунок 5.10 – Двухполупериодный детектор

Рисунок 5.11 – Временные диаграммы работы двухполупериодного детектора

При демодуляции АМ-сигналов малой амплитуды целесообразно использовать детекторы на транзисторах (рисунок 5.12).

Детектирование происходит одновременно в цепях базы и коллектора, и, кроме того, детектированный сигнал усиливается, хотя коэффициент усиления транзистора в режиме детектирования значительно ниже, чем в режиме усиления.

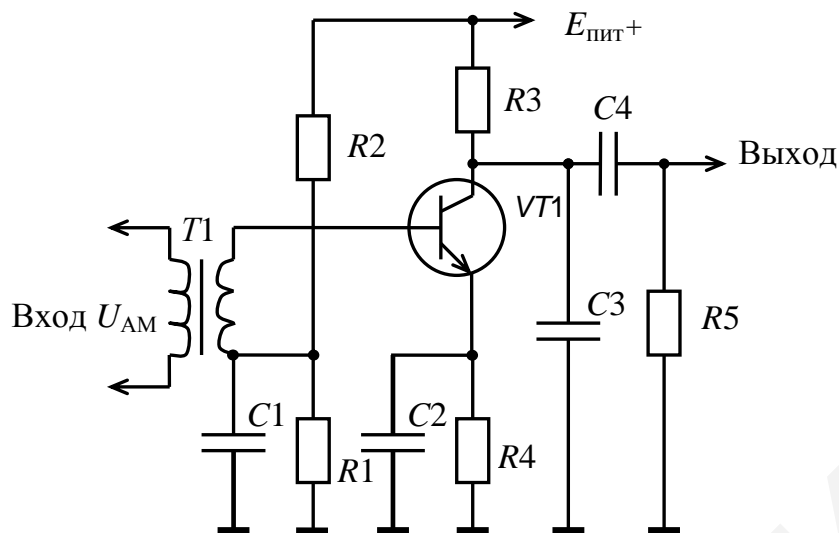


Рисунок 5.12 – Детектор на транзисторе

5.3 Модуляторы однополосного сигнала

5.3.1 Фильтровый метод получения ОАМ-сигнала

Для систем передачи одной боковой полосы нужны модуляторы, в спектре выходного сигнала которых отсутствует составляющая несущей частоты. Такие модуляторы называют балансными.

Принципиальная схема балансного модулятора показана на рисунке 5.13.

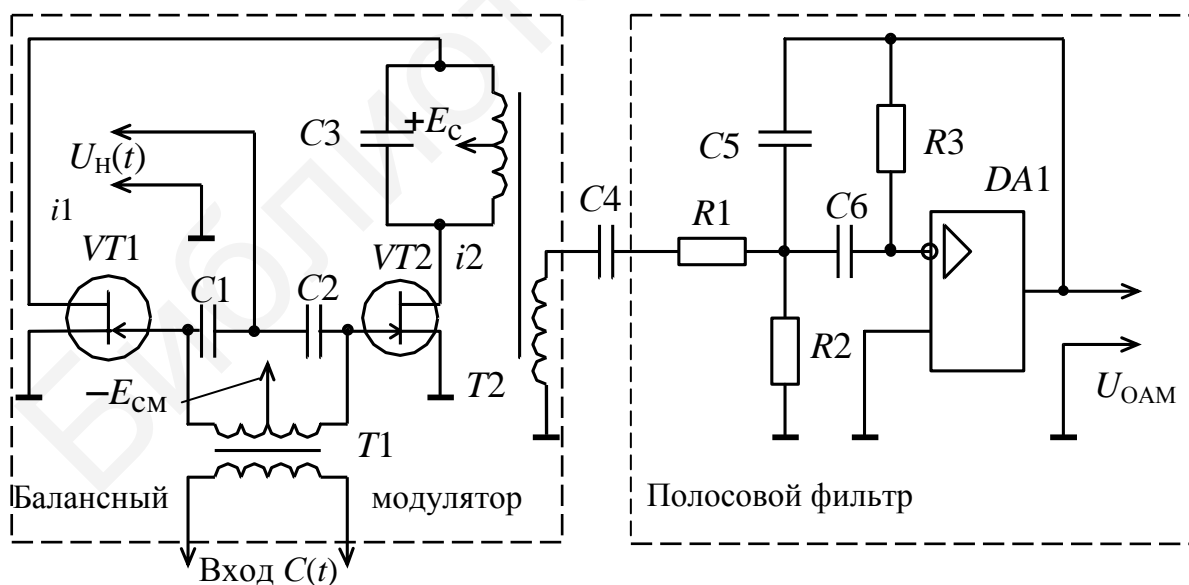


Рисунок 5.13 – Модулятор однополосного сигнала

Несущее высокочастотное колебание с частотой ω_1 подается на затворы транзисторов $VT1$ и $VT2$ синфазно, а модулирующее напряжение с частотой Ω –

противофазно. Нагрузкой является колебательный контур, который включен между стоками транзисторов. Катушка индуктивности имеет вывод от средней точки, соединенный с источником стокового питания.

При отсутствии модулирующего напряжения $C(t)$ и симметрии балансного модулятора потенциалы стоков одинаковы и ток через конденсатор контура $C3$ равен нулю. Таким образом, при отсутствии $C(t)$ схема сбалансирована и колебаний с частотой ω на выходе нет.

При подаче $C(t)$ баланс схемы нарушается. Один из транзисторов, на затвор которого в данный момент подается положительная полуволна модулирующего сигнала, посылает в контур больший по амплитуде ток первой гармоники, другой – меньший. Между стоками транзисторов возникает разностное напряжение, а в контуре – колебательный ток. На выходе схемы балансного модулятора получается АМ-сигнал без несущего колебания, так как направления токов стоков транзистора противоположны. К полученному результату можно прийти аналитически. Для этого представим контурные токи i_1 и i_2 от полевых транзисторов $VT1$ и $VT2$ в следующем виде:

$$\begin{aligned} i_1 &= I_0(1 + m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_1 t, \\ i_2 &= I_0(1 - m_{AM} \cos \Omega t) \cos \omega_1 t. \end{aligned} \quad (5.17)$$

Разные знаки в скобках выражений (5.17) означают противофазность модулирующих напряжений на левом и правом транзисторах. Результирующий ток в контуре равен разности токов обоих транзисторов:

$$i = i_1 - i_2 = 2m_{AM} I_0 \cos \Omega t \cos \omega_1 t = m_{AM} I_0 (\cos (\omega_1 - \Omega) t + \cos (\omega_1 + \Omega) t). \quad (5.18)$$

Огибающая результирующего тока, равная $2mI_0 \cos \Omega t$, изменяется с частотой 2Ω , а частота заполнения огибающей равна частоте ω_1 , причем каждую половину периода модуляции фаза колебания изменяется на 180° . Согласно выражению (5.18) напряжение на контуре является суммой боковых частот $\omega_1 - \Omega$ и $\omega_1 + \Omega$ без несущей частоты ω_1 , а балансный модулятор выполняет функцию перемножения двух колебаний.

Сигнал с выхода балансного модулятора поступает на вход полосового фильтра, который пропускает на выход только верхнюю или нижнюю боковую составляющую. Такой метод получения ОАМ называют фильтровым.

5.3.2 Фазовый метод получения ОАМ-сигнала

Пусть требуется получить на выходе сигнал нижней боковой полосы, т. е.

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\omega_1} \cos(\omega_1 - \Omega)t. \quad (5.19)$$

Запишем выражение (5.19) в виде

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\omega_1} \cos \Omega t \cos \omega_1 t + U_{\omega_1} \sin \Omega t \sin \omega_1 t . \quad (5.20)$$

Заметим, что оно представляет собой результат сложения колебаний, получающихся на выходе двух перемножителей, в качестве которых могут быть использованы балансные модуляторы, рассмотренные в 5.3.1. На входы одного балансного модулятора надо подать несущее колебание и модулирующий сигнал, на входы другого – те же сигналы, сдвинутые по фазе на 90° (с помощью фазовращателя (ФВ)). Схема получения ОАМ-сигнала фазовым методом приведена на рисунке 5.14.

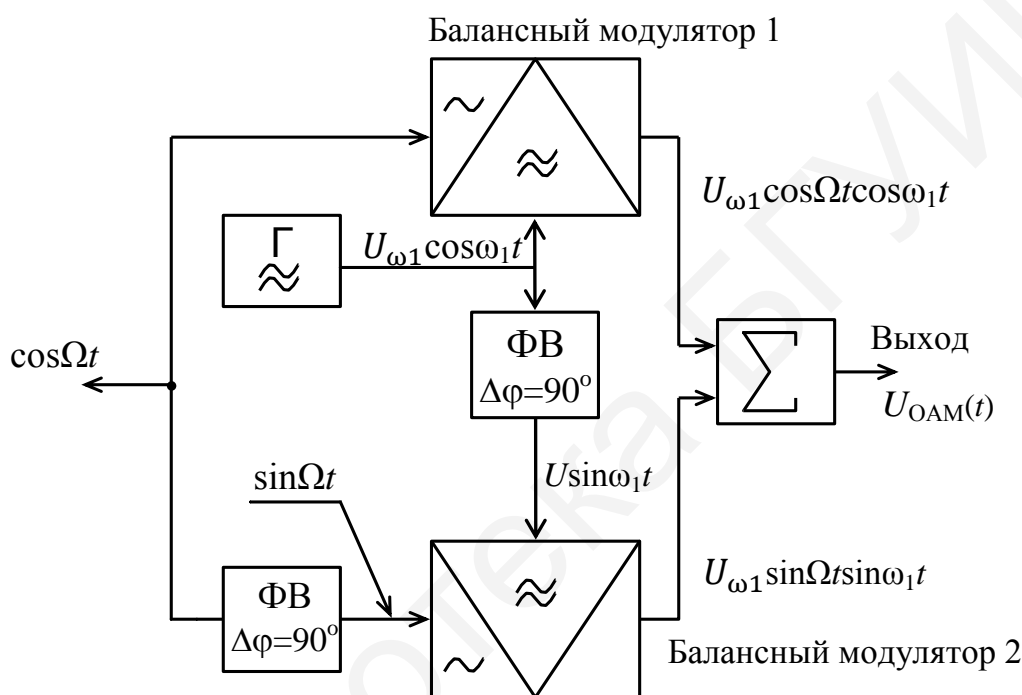


Рисунок 5.14 – Схема получения ОАМ-сигнала фазовым методом

Так как выходные напряжения каждого перемножителя пропорциональны произведению входных сигналов, то на выходе сумматора получим

$$U_{\text{ОАМ}}(t) = KU_{\omega_1} \cos(\omega_1 - \Omega)t ,$$

где K – постоянный коэффициент.

Для формирования сигнала верхней боковой полосы в схеме, представленной на рисунке 5.14, достаточно изменить фазу несущего колебания на входе БМ1 или БМ2 на 180° , так как

$$U_{\omega_1} \cos(\omega_1 + \Omega)t = U_{\omega_1} (\cos \omega_1 t \cos \Omega t - \sin \omega_1 t \sin \Omega t) .$$

5.4 Детекторы ОАМ-сигнала

Напомним, что при формировании однополосного сигнала с помощью перемножителя и полосового фильтра осуществляется такое преобразование модулирующего сигнала, при котором его спектр транспонируется в область более высоких частот без изменения абсолютной ширины спектра. При этом в ОАМ-сигнале сохраняются законы изменения мгновенной амплитуды и мгновенной частоты модулирующего сигнала. Естественно предположить, что возможна и обратная операция переноса спектра частот ОАМ-сигнала в область низких частот. В силу линейной связи между параметрами модулирующего и ОАМ-сигналов в результате такого преобразования будет сформирован низкочастотный сигнал, совпадающий с исходным модулирующим сигналом с точностью до фаз, составляющих его спектр. Рассмотрим в качестве перемножителя кольцевой балансный модулятор, приведенный на рисунке 5.15.

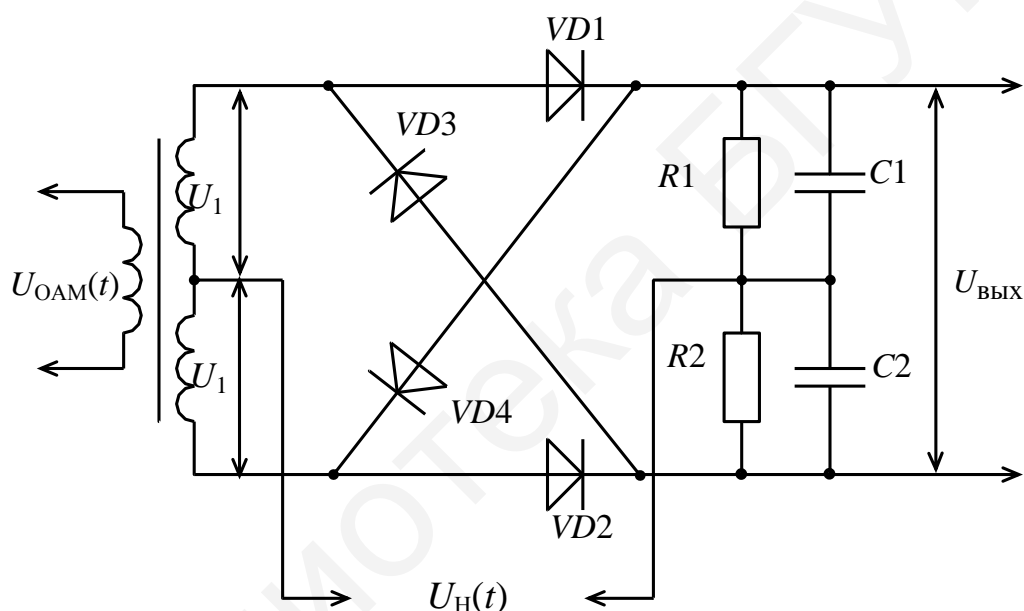


Рисунок 5.15 – Детектор ОАМ-сигнала

Пусть на вход перемножителя поступают ОАМ-сигнал и высокочастотное напряжение:

$$U_{\text{ОАМ}}(t) = KU_{\omega_1} \cos(\omega_1 - \Omega)t,$$

$$U_{\text{H}}(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1).$$

В результате операции перемножения получим

$$U_1(t) = K_1 U_{\omega_1} U_1 \cos(t + \varphi_1) + K_1 U_{\omega_1} U_1 \cos(2\omega_1 t - \Omega t + \varphi_1).$$

Первое слагаемое описывает исходный модулирующий сигнал, а второе – однополосный сигнал в окрестности частоты $2\omega_1$. Эти сигналы могут быть раз-

делены с помощью фильтра нижних частот. Таким образом, в результате перемножения и фильтрации на выходе ФНЧ получим низкочастотное напряжение:

$$U_{\text{ФНЧ}}(t) = K_1 K_{\text{ФНЧ}} U_{\omega_1} U_1 \cos(\Omega t + \varphi_1). \quad (5.21)$$

Таким образом, для демодуляции ОАМ-сигнала необходимо на приемной стороне восстановить несущую. Вопрос восстановления несущей является самостоятельной задачей и в данном подразделе не рассматривается.

В заключение следует отметить, что для осуществления действительно близкого к линейному преобразованию спектра ОАМ-сигнала необходимо, чтобы амплитуда восстановленной несущей U_1 была в десятки раз большей максимальной амплитуды однополосного сигнала.

5.5 Частотные модуляторы

Управление частотой колебания осуществляется, как правило, прямым воздействием на генератор, работающий в автоколебательном режиме, и лишь в редких случаях соответствующей обработкой колебания, получаемого от стабильного немодулированного источника. В связи с этим различают прямые и косвенные методы управления частотой. Рассмотрим прямые методы, относящиеся к автогенераторам.

Существует ряд способов управления резонансной частотой колебательной системы генератора: электронный, электромагнитный и др. Выбор того или иного способа зависит от основных параметров модуляции: относительного изменения частоты ω_g / ω_1 и скорости изменения частоты. Скорость изменения частоты характеризуется спектром модулирующего сигнала. При медленной модуляции (низкие частоты) широко применяется такой способ, как изменение индуктивности катушки путем изменения тока, подмагничивающего сердечник катушки.

Если спектр сигнала содержит относительно высокие частоты, то приходится прибегать к безынерционным способам управления емкостью или индуктивностью контура. Типичным и широко распространенным способом электронного управления резонансной частотой контура является способ, основанный на применении реактивных транзисторов.

5.5.1 Индуктивно-емкостный генератор, управляемый реактивным током

Изменить L и C контура можно введением в резонансный контур реактивного тока, значение которого определяется преобразуемым параметром. В качестве регулируемого элемента используется так называемый реактивный транзистор. Название «реактивный» отражает реактивный характер сопротивления между стоком и истоком полевого транзистора при соответствующем включении дополнительных элементов L, C, R .

Реактивный транзистор представляет элементарный каскад на полевом (биполярном) транзисторе с реактивной обратной связью, т. е. такой обратной связью, при которой фаза гармонического напряжения поворачивается на 90° или 270° (фаза сигнала обратной связи). Реактивный характер сопротивления используется для создания электрически управляемой емкости или индуктивности. Чаще всего применяются два вида схем реактивных полевых (биполярных) транзисторов (рисунок 5.16).

Принцип действия реактивных полевых транзисторов рассмотрим на схеме, приведенной на рисунке 5.16, а.

Сопротивление между стоком и истоком для первой гармоники тока при $i_c \gg i$ определяется выражением

$$Z = U_c^* / i_c,$$

где Z – комплексное сопротивление.

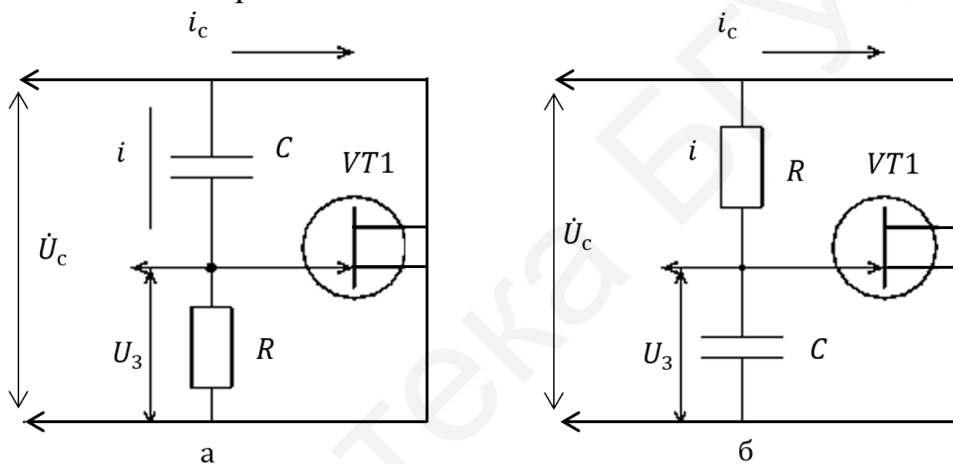


Рисунок 5.16 – Схема реактивного полевого транзистора

Неравенство $i_c \gg i$ легко обеспечить выбором параметров R и C . Соотношение между i_c и U_3 можно записать в виде

$$i_c = S U_3 = S \cdot i \cdot R,$$

где S – крутизна характеристики полевого транзистора.

Из рисунка 5.16, а следует, что

$$U_c = i(R + 1 / j\omega C),$$

следовательно,

$$Z = \frac{R + 1 / j\omega C}{SR}.$$

Параметры R и C выбираются так, чтобы имело место неравенство $R \ll 1/(\omega C)$, тогда

$$Z \cong \frac{1}{j\omega CSR} = \frac{1}{j\omega C_3}, \quad (5.22)$$

где C_3 – эквивалентная емкость, $C_3 = CSR$.

Точно так же для схемы на рисунке 5.16, б можно получить

$$Z = j\omega \frac{CR}{S} = j\omega L_3, \quad (5.23)$$

где $L_3 = CR/S$ – эквивалентная индуктивность при условии $1/\omega C \ll R$.

В любой из представленных на рисунке 5.16 схем эквивалентным параметром C_3 и L_3 можно управлять, изменяя по закону модулирующего сигнала крутизну полевого транзистора.

На рисунке 5.17 показан вариант ЧМ-модулятора с использованием реактивного транзистора. Левая часть схемы представляет собой генератор гармонических колебаний с индуктивной обратной связью, правая часть – реактивный транзистор, принцип работы которого рассмотрен в данном подразделе.

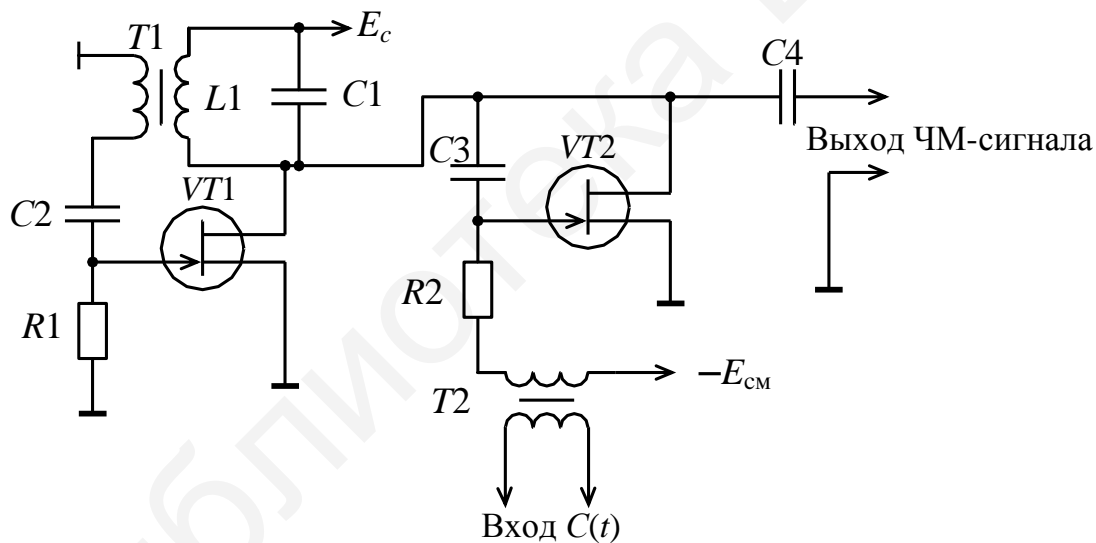


Рисунок 5.17 – ЧМ-модулятор с реактивным транзистором

Модулирующий сигнал подается на затвор транзистора $VT2$ через трансформатор $T2$. Этим напряжением изменяется крутизна S , а следовательно, и эквивалентная емкость C_3 (см. рисунок 5.22) реактивного транзистора. Изменение C_3 приводит к изменению общей емкости колебательного контура $L1C1$. Таким образом, частота генератора будет изменяться пропорционально модулирующему сообщению $C(t)$.

5.5.2 Частотный модулятор на варикапе

Варикап представляет собой специально сконструированный диод, барьерную емкость которого можно изменять в широких пределах путем изменения величины обратного напряжения. Теоретически зависимость барьерной емкости от величины приложенного обратного напряжения описывается следующим выражением:

$$C^*(U) = C^*(0) \sqrt[n]{\varphi_K / (\varphi_K + U)}, \quad (5.24)$$

где U – обратное напряжение, приложенное к p - n -переходу;

$C^*(0)$ – величина емкости при отсутствии приложенного напряжения;

φ_K – контактная разность потенциалов;

$n = 2$ для резких p - n -переходов и $n = 3$ для плавных p - n -переходов.

Изменение емкости варикапа при воздействии модулирующего сигнала $U_\Omega \cos \Omega t$ показано на рисунке 5.18.

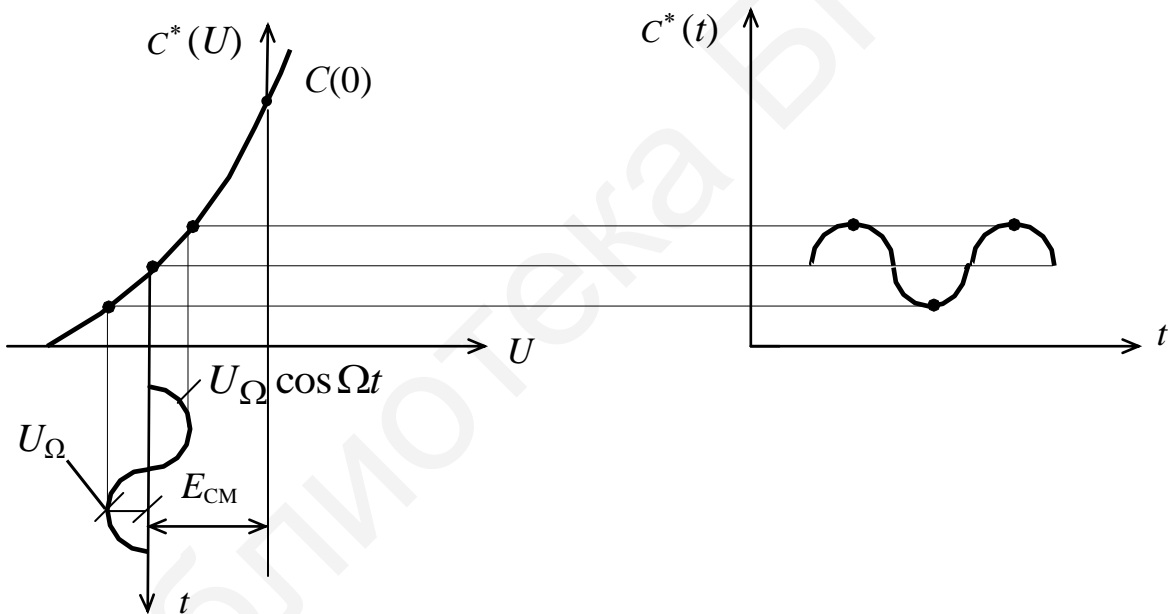


Рисунок 5.18 – Варикап как управляемая емкость

Для осуществления частотной модуляции емкость варикапа необходимо менять во времени по закону модулирующего сообщения. Для этого на варикап, кроме постоянного напряжения смещения E_{CM} , подается модулирующее напряжение $U_\Omega \cos \Omega t$. В результате выражение для емкости при $n = 2$ принимает вид

$$C(t) = C(0) \sqrt{\varphi_K / (\varphi_K + E_{CM} + U_\Omega \cos \Omega t)}. \quad (5.25)$$

Принципиальная схема модулятора ЧМ-колебаний с использованием варикапа приведена на рисунке 5.19.

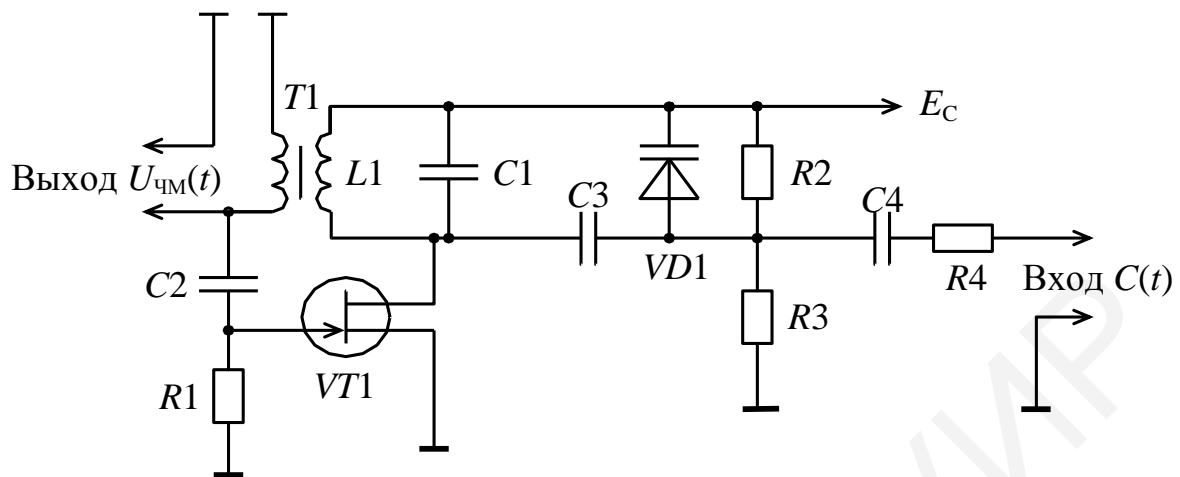


Рисунок 5.19 – Частотный модулятор на варикапе

Генератор гармонических колебаний собран на транзисторе $VT1$ и колебательном контуре $L1C1$. Частота колебаний определяется выражением

$$f = 1 / (2\pi \sqrt{L1(C1 + C(U))}). \quad (5.26)$$

В качестве управляемой емкости используют варикап $VD1$, подключенный к контуру через конденсатор $C3$. Конденсатор $C3$ выбирают такой величины, что он представляет короткое замыкание для токов высокой частоты и очень большое сопротивление для колебаний модулирующего сигнала. Напряжение на варикап обеспечивается делителем на высокоомных резисторах $R2$ и $R3$, при этом

$$E_{CM} = E_c R2 / (R2 + R3).$$

Модулирующее напряжение поступает на варикап через конденсатор $C4$. Резистор $R4$ исключает шунтирование контура сопротивлением источника модулирующего сигнала.

5.5.3 Генератор с индуктивностью, управляемой током

Работа такого модулятора основана на известном явлении изменения магнитной проницаемости ферромагнитных материалов в зависимости от тока, протекающего в обмотке управления (рисунок 5.20). Здесь колебательный контур генератора состоит из емкости C и индуктивности L , образованной обмоткой W_p , намотанной на тороидальный сердечник. Обмотка W_y является управляющей. При ее помощи магнитное поле в сердечнике изменяется соответственно изменению измеряемой величины X .

Выбор рабочей точки производится подачей тока I_0 в обмотку подмагничивания W_0 .

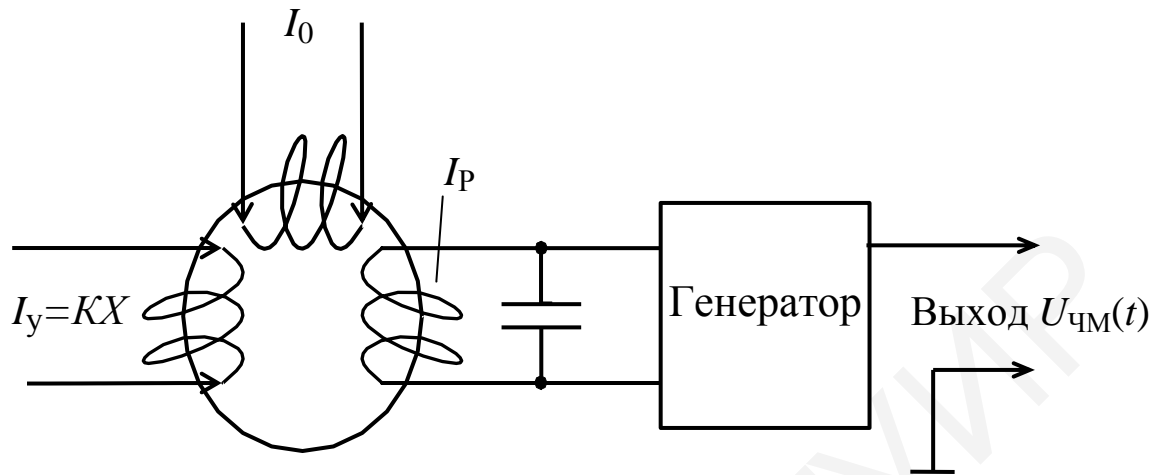


Рисунок 5.20 – Магнитный модулятор

Индуктивность обмотки с ферромагнитным сердечником на переменном токе при наличии постоянного подмагничивания определяется как

$$L = \mu_{\Delta} W_p^2 h \ln(d_2 / d_1) , \quad (5.27)$$

где μ_{Δ} – приращенная магнитная проницаемость сердечника на частном цикле;

w_p – количество витков рабочей обмотки;

h – высота сердечника;

d_2 и d_1 – внешний и внутренний диаметры сердечника соответственно.

В этом выражении все величины являются для заданного сердечника физическими константами, кроме μ_{Δ} . Поэтому индуктивность может быть выражена как функция приращенной проницаемости:

$$L = k_1 \mu_{\Delta} . \quad (5.28)$$

В свою очередь магнитная проницаемость является функцией приложенных постоянного и переменного магнитных полей. Величины этих полей являются функциями создающих их токов. Общее уравнение для напряженности магнитного поля можно выразить как функцию тока:

$$H = k_2 (I_0 + I_y + I_p) . \quad (5.29)$$

Приращенная магнитная проницаемость как функция переменной намагничивающей силы представлена на рисунке 5.21.

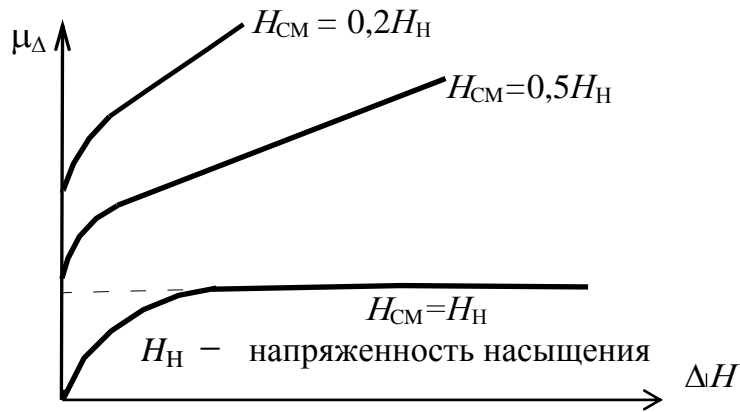


Рисунок 5.21 – Зависимость приращенной магнитной проницаемости от намагничивающей силы

Эта зависимость наглядно иллюстрирует, что влияние ΔH на μ_{Δ} уменьшается с ростом H_{CM} .

Соотношение между частотой генератора и управляющим током определяется как

$$f(I_Y) = \frac{k}{\sqrt{k_1 \frac{B_{CM}}{k_2(I_0 + I_Y) + \Delta H_{\Delta}}}}, \quad (5.30)$$

где B_{CM} – индукция смещения;

ΔH_{Δ} – приращение переменной составляющей намагничивающей силы.

Таким образом, при изменении управляющего тока будет меняться и частота гармонических колебаний. Принципиальная схема такого модулятора приведена на рисунке 5.22.

Собственно генератор, собранный на транзисторе $VT3$, генерирует синусоидальные колебания. Контур генератора последовательного типа образован емкостью конденсатора $C1$ и индуктивностью вторичной обмотки трансформатора $T1$. Колебания, возникшие в контуре генератора за счет тока, протекающего через резистор обратной связи $R10$, воздействуют на транзистор, вызывая его поочередное запираение и отпираение. Важную роль в этом процессе играет конденсатор $C2$, который совместно с резистором $R8$ определяет режим автогенератора. Таким образом, транзистор $VT3$ в данной схеме работает как ключ, регулирующий поступление энергии в контур от источников питания. Работа транзистора в ключевом режиме обеспечивает высокую стабильность генератора. Кроме того, с помощью стабилитрона $VD1$ стабилизируется реактивная составляющая сопротивления эмиттерного перехода транзистора $VT3$.

Модулятор собран на транзисторе $VT1$ по схеме эмиттерного повторителя. Его нагрузкой является управляющая обмотка W_{y1} , намотанная на сердечнике трансформатора $T1$.

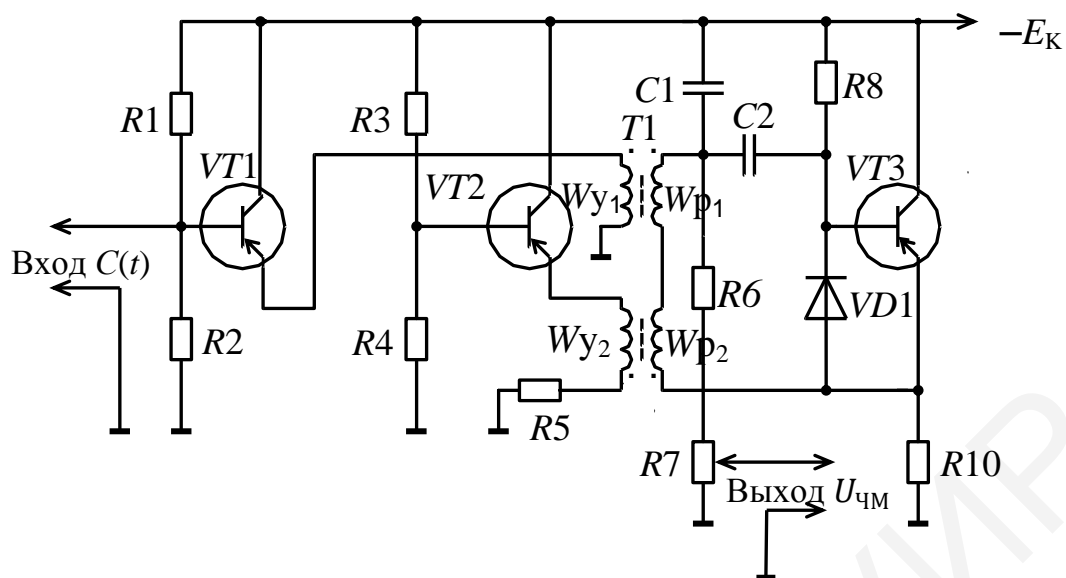


Рисунок 5.22 – Частотный модулятор с управляемой индуктивностью

Трансформатор $T1$ имеет четыре обмотки и два идентичных тороидальных сердечника. Сердечники изготавливаются из феррита. Контурная обмотка $T1$ состоит из двух половин W_{p1} и W_{p2} с равным числом витков, включенных встречно и намотанных на разные тора для того, чтобы избежать трансформации колебаний в цепи управления. Управляющие обмотки W_{y1} и W_{y2} навиваются на оба тора, которые накладываются друг на друга и в магнитном отношении включены встречно, чтобы избежать трансформации переходных процессов из цепи управления в цепи генератора.

При работе в широком диапазоне изменения температур существенным вопросом в модуляторах подобного типа является стабильность величины магнитного поля подмагничивания. Для термостабилизации управляющего частотой узла в схеме применен каскад, собранный на транзисторе $VT2$. Это эмиттерный повторитель, в эмиттерную цепь которого встречно с W_{y1} включена компенсационная обмотка W_{y2} , причем $W_{y1} = W_{y2}$. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ подбираются по току I_{K0} . При изменении температуры магнитные потоки от этих обмоток изменяются одинаково, но так как они направлены в противоположные стороны, суммарный поток, обусловленный изменением температуры, остается близким к 0. Обмотка W_{y2} одновременно выполняет функцию смещающей обмотки. Регулировка тока смещения I_0 осуществляется резистором $R5$.

Таким образом, при изменении тока эмиттера $VT1$ в зависимости от $C(t)$ будет изменяться и магнитный поток от обмотки W_{y1} , что приведет к изменению магнитной проницаемости μ_{Δ} , а следовательно, частота генератора будет изменяться пропорционально модулирующему сообщению $C(t)$.

5.5.4 Управление частотой генератора изменением сопротивления

В зависимости от вида частотно-зависимой обратной связи RC -генераторы могут быть разделены на две группы: RC -генераторы с мостом Вина (рисунок 5.23) и цепочечные (рисунок 5.24).

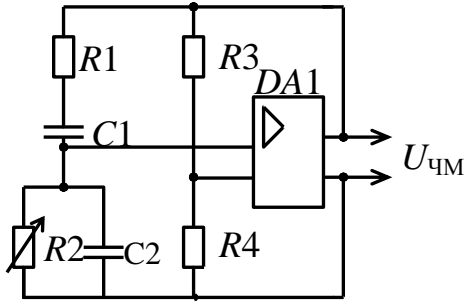


Рисунок 5.23 – Генератор с мостом Вина

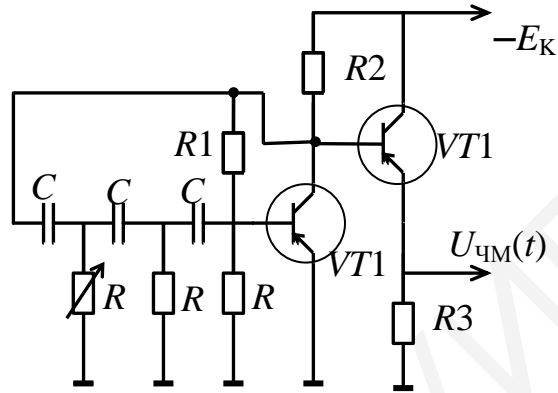


Рисунок 5.24 – Цепочечный RC -генератор

Зависимости частоты этих генераторов от параметров частотно-зависимых цепей можно представить соответственно в виде

$$f_1 = \frac{k_1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}; \quad (5.31)$$

$$f_2 = \frac{k_2}{RC}. \quad (5.32)$$

Очевидно, управлять частотой RC -генератора можно, включив в любую ветвь его частотно-зависимой цепи соответствующий параметрический преобразователь (R или C).

В качестве резистивных преобразователей могут быть применены терморезисторы, фоторезисторы, а также активные сопротивления.

На рисунке 5.25 приведен частотный модулятор на базе дифференциального усилителя, где в качестве регулируемого сопротивления пропорционально модулирующему сообщению $C(t)$ использован биполярный транзистор $VT4$. Частота этого генератора определяется выражением (5.32).

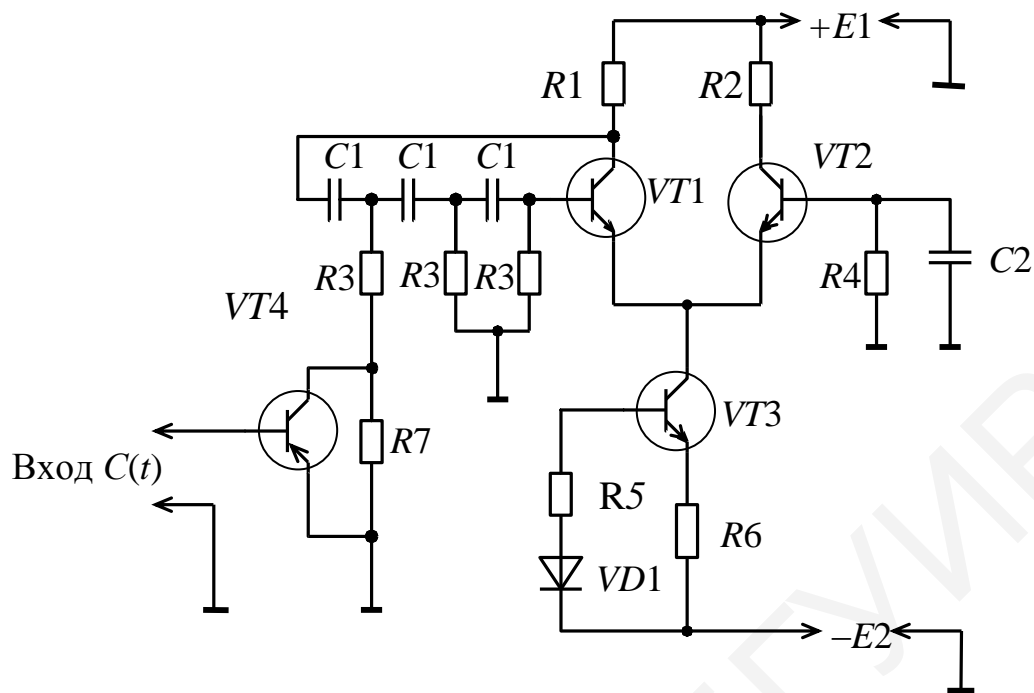


Рисунок 5.25 – Частотный модулятор на базе дифференциального усилителя

5.5.5 Управление частотой генератора изменением емкости

Управлять частотой генератора можно непосредственно изменением емкости фазосдвигающей цепи RC -генератора.

На рисунке 5.26 изображен генератор, предназначенный для работы с емкостным датчиком.

Резистор $R1$ представляет собой малоинерционный термистор, а конденсатор C_X – первичный датчик.

Если подобрать параметры моста таким образом, чтобы второй член в скобках был мал по сравнению с единицей, то получится генератор с линейной зависимостью периода колебаний от величины C_X . В качестве управляющих емкостей RC -генераторов с фазирующей цепочкой могут быть использованы кремниевые стабилитроны, на которые подается управляющее напряжение и постоянное напряжение смещения.

Частота колебаний построенного по такой схеме RC -генератора

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C_X} \sqrt{\frac{R_3}{R_4} \left(1 - \frac{R_4 C_X}{R_3 C_1} \right)}. \quad (5.33)$$

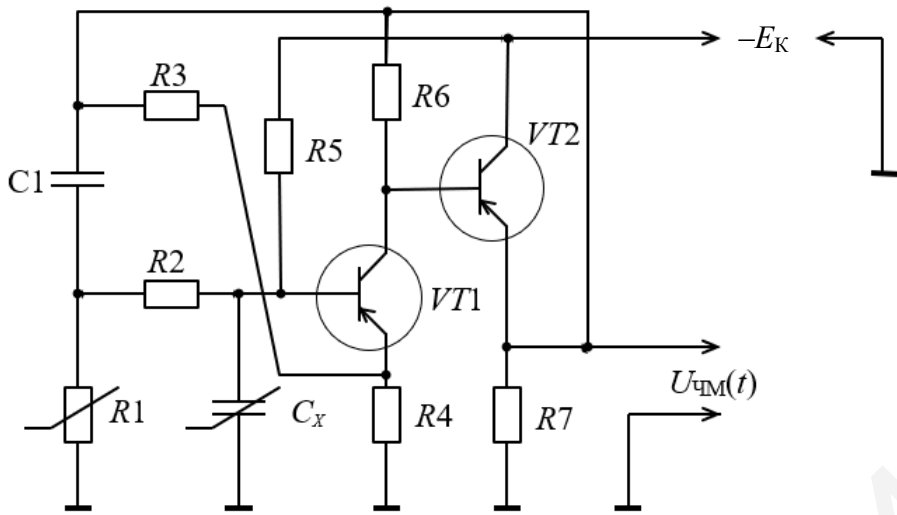


Рисунок 5.26 – Генератор с управляемой емкостью

На рисунке 5.27 приведена схема частотного модулятора на операционном усилителе.

Частота его входного сигнала определяется выражением

$$F_1 = 1 / (2\pi\sqrt{R1C2(R5C3 - R2C1)}) . \quad (5.34)$$

С помощью конденсатора $C1$ можно изменять частоту в широких пределах. Закон изменения частоты показан на рисунке 5.28.

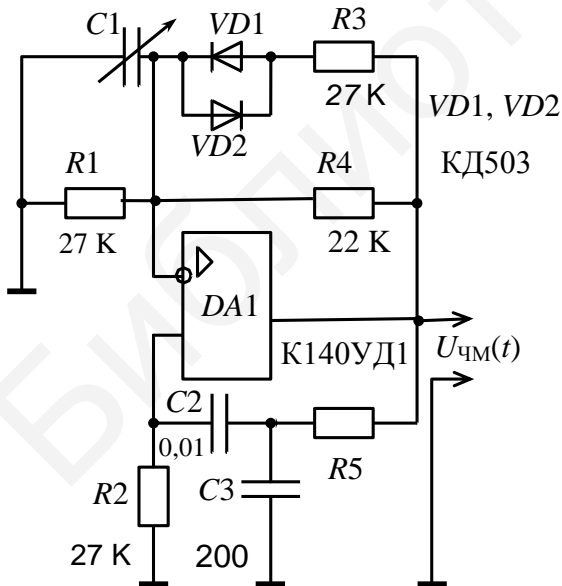


Рисунок 5.27 – Схема частотного модулятора на операционном усилителе

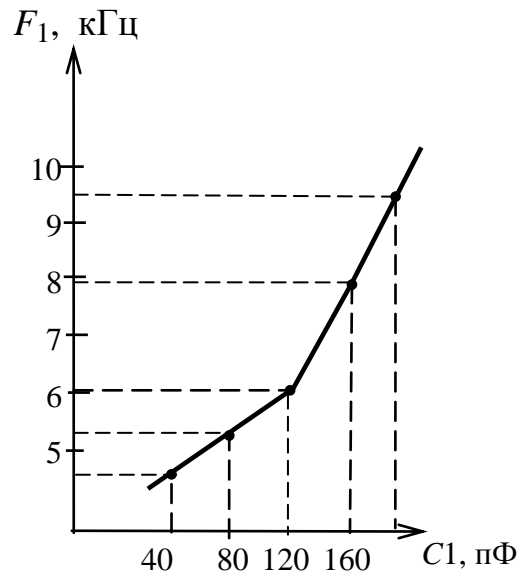


Рисунок 5.28 – Зависимость частоты колебаний от емкости $C1$

Цепь $R4$, $VD1$, $VD2$ обеспечивает быструю установку уровня выходного сигнала до амплитуды 2 В.

5.6 Детекторы ЧМ-сигналов

Напряжение на выходе частотного детектора должно воспроизводить закон изменения мгновенной частоты модулированного колебания. Представив ЧМ-сигнал в форме

$$U_{\text{ЧМ}}(t) = U \cos(\omega_1(t) + \theta(t)), \quad (5.35)$$

получим для идеального частотного детектора следующую функциональную связь:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = k_{\text{ЧД}} \frac{d\theta}{dt} = k_{\text{ЧД}} \Delta\omega(t), \quad (5.36)$$

где $\Delta\omega(t) = d\theta/dt$ представляет собой мгновенное значение частотного отклонения входного сигнала;

$K_{\text{ЧД}}$ – коэффициент передачи частотного детектора, выраженный в вольтах на единицу угловой частоты.

Предполагается, что $\Delta\omega(t)$, а следовательно, и $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ являются медленными функциями времени. Для выделения $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ из ЧМ-сигнала, спектр которого состоит только из высокочастотных составляющих (несущая частота ω_1 и боковые частоты модуляции $\omega_1 \pm n\Omega$), необходимо нелинейное устройство. Следовательно, частотный детектор обязательно должен включать в себя нелинейный элемент. Однако в отличие от амплитудного детектора одного лишь нелинейного элемента недостаточно для образования частот сообщения. Действительно, при рассмотрении ВАХ нелинейных элементов в подразделе 5.2 видно, что при постоянстве амплитуды входного сигнала нелинейный элемент не реагирует на изменение частоты этого сигнала. Иными словами, нелинейность таких устройств, как диод, транзистор, проявляется лишь при изменении величины действующего на них напряжения, но не при изменении частоты или, в общем случае, скорости изменения сигнала. Поэтому обычный частотный детектор представляет собой сочетание следующих двух основных частей: избирательной линейной системы, преобразующей частотную модуляцию в амплитудную; амплитудного детектора.

При правильном построении схемы частотного детектора изменение амплитуды входного сигнала не должно влиять на величину выходного напряжения. Поэтому в состав частотного детектора должно входить устройство для ограничения амплитуды входного сигнала.

В качестве линейной системы может быть использована любая электрическая цепь, обладающая неравномерной частотной характеристикой: RL -, RC - фильтры и колебательные контуры.

5.6.1 Частотные детекторы на расстроенном контуре

Принципиальная схема детектора на расстроенном контуре показана на рисунке 5.29.

Если резонансная частота контура ω_p отличается от средней частоты модулирующего колебания, то изменение амплитуды напряжения на контуре U_K повторяет изменение частоты входного напряжения. Преобразование ЧМ в АМ для случая гармонической модуляции частоты показано на рисунке 5.30.

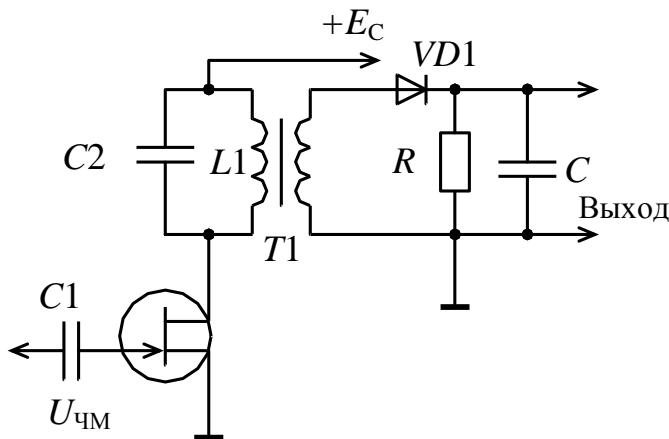


Рисунок 5.29 – Частотный детектор на расстроенном контуре

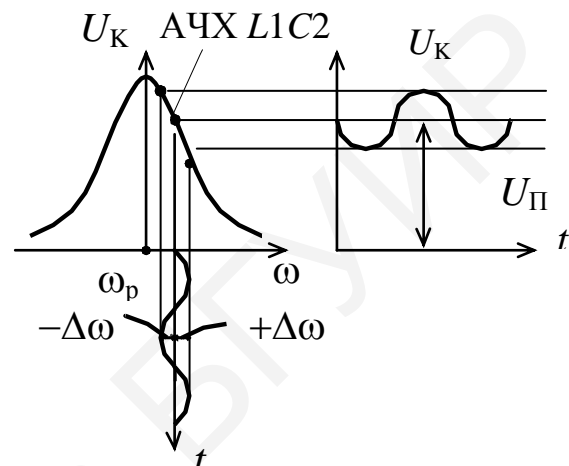


Рисунок 5.30 – Преобразование ЧМ в АМ

Как видно из рисунка 5.30, для неискаженной демодуляции рабочая точка должна устанавливаться на скате резонансной кривой.

Детектор с одиночным контуром обладает весьма ограниченным линейным участком резонансной кривой, и, кроме того, при отсутствии полезного сообщения на выходе имеется постоянное напряжение U_{Π} . Лучшие результаты могут быть получены в детекторе с двумя взаимно расстроенными контурами (рисунок 5.31).

В этой схеме избирательным линейным элементом являются контуры $L1C1$ и $L2C2$. Контур $L1C1$ настраивается на частоту $\omega_{\max} = \omega_1 + \Delta\omega_p$, контур $L2C2$ – на частоту $\omega_{\min} = \omega_1 - \Delta\omega_p$ (рисунок 5.32). Для неискаженной демодуляции необходимо, чтобы расстройка LC -контуров в 1,5–1,25 раза превышала максимальную относительную девиацию частоты. При расстройке контуров на большую величину наряду с уменьшением нелинейности и сокращением рабочего участка происходит также существенное снижение чувствительности дискриминатора.

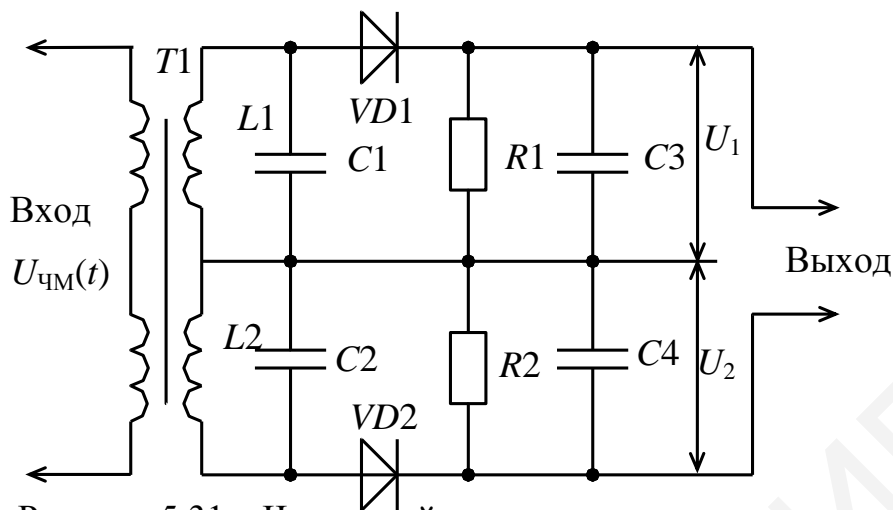


Рисунок 5.31 – Частотный детектор с двумя взаимно расстроенными контурами

Таким образом, как следует из рисунков 5.31 и 5.32, изменения частоты входного напряжения преобразуются в колебания выходного сигнала с частотой полезного сообщения Ω , которые выделяются на резисторах $R1$ и $R2$ как разность двух выпрямленных на диодах $VD1$ и $VD2$ напряжений U_1 и U_2 . Поскольку контуры расстроены относительно частоты ω_1 на $\pm\Delta\omega_p$, амплитуды напряжений U_1 и U_2 (см. рисунок 5.31) при частоте ω_1 (см. рисунок 5.32) одинаковы и равны

$$U_1 = U_2 = \frac{U_p}{\sqrt{1 + \Delta\omega_p^2 \tau_K^2}}, \quad (5.37)$$

где U_p – амплитуда напряжения при резонансной частоте;

$\tau_K = 2Q/\omega_1$ – постоянная времени контура;

Q – добротность контура.

При отклонении частоты подводимого колебания от ω_1 на величину $\pm\Delta\omega_i < \Delta\omega_p$ (см. рисунок 5.32) напряжение на одном из контуров увеличивается, а на другом уменьшается и на выходе появляется напряжение с амплитудой и полярностью пропорционально отклонению частоты от частоты немодулированного носителя.

Если сложить резонансные кривые контуров $L1C1$ и $L2C2$, то получится результирующая кривая дискриминатора, представляющая собой зависимость напряжения на выходе от частоты входного сигнала (полужирная линия на рисунке 5.32).

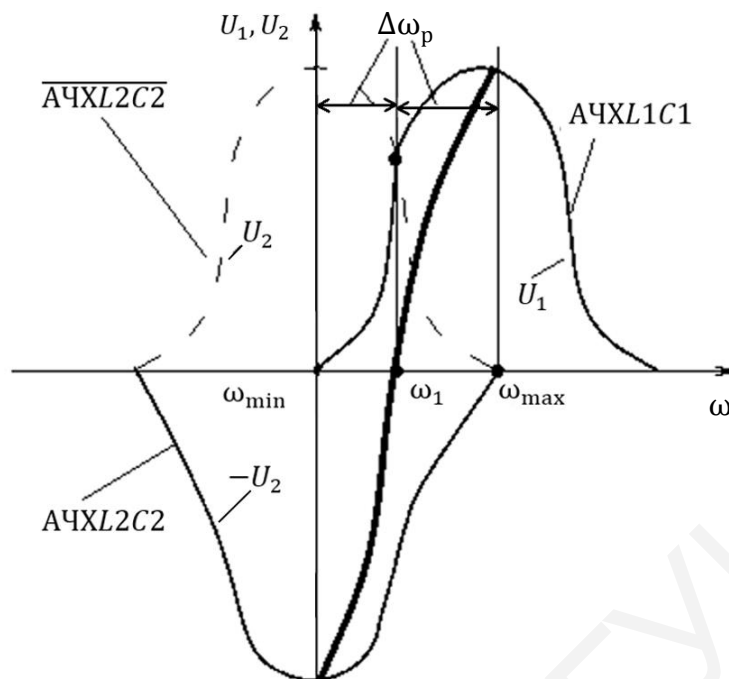


Рисунок 5.32 – Амплитудно-частотная характеристика дискриминатора с двумя взаимно расстроенными контурами

5.6.2 Частотный детектор с двумя связанными контурами

В качестве линейного избирательного элемента используются контуры $L1C1$ и $L2C2$ (рисунок 5.33). Связь между первичным и вторичным контурами может быть емкостной, индуктивной или индуктивно-емкостной. В рассматриваемой схеме емкостная связь между контурами осуществляется конденсатором связи $C_{св}$. Оба контура настроены на одну и ту же частоту ω_1 .

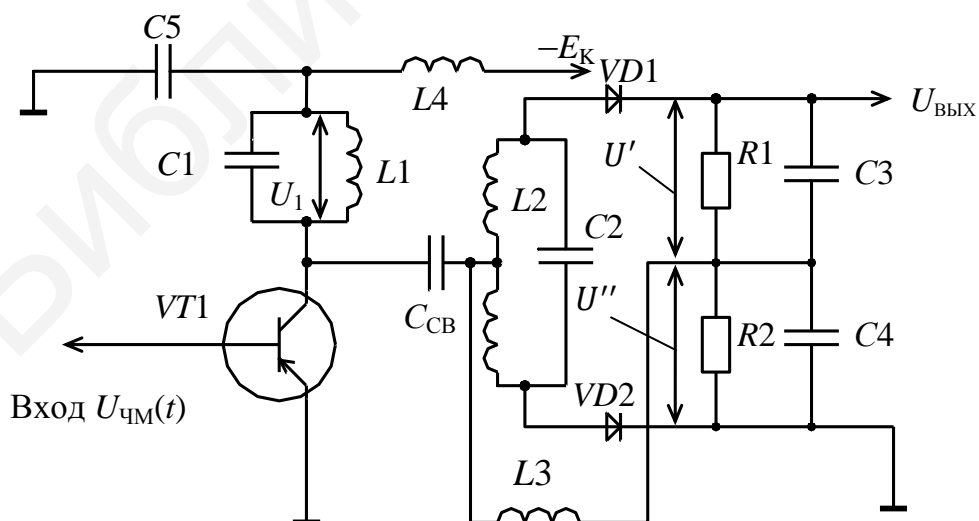


Рисунок 5.33 – Частотный детектор на связанных контурах

Принцип действия такого детектора базируется на свойстве связанных контуров: если один из связанных контуров возбуждать сигналом с частотой, равной частоте их настройки, то во втором контуре наводится напряжение, сдвинутое на угол 90° относительно напряжения на первом; если частота сигнала отлична от частоты настройки контуров, то во втором контуре наводится напряжение, сдвинутое на угол, отличный от 90° относительно напряжения на первом контуре.

Пусть на вход транзистора $VT1$ подается сигнал с частотой ω_1 . Входное напряжение каждого частотно-избирательного контура U' и U'' является геометрической суммой двух составляющих напряжения U_1 на контуре $L1C1$ и половины напряжения на контуре $L2C2$ – U_2 (рисунок 5.34, а).

На выходе вторичного контура $L2C2$ диоды $VD1$ и $VD2$ включены так, чтобы выходное напряжение дискриминатора было равно разности напряжений на нагрузках $R1C3$ и $R2C4$, т. е.

$$U_{\text{вых}} = U' - U'' \quad (5.38)$$

В данном случае, согласно рисунку 5.34, а, векторы U' и U'' имеют одинаковую длину, поэтому $U_{\text{вых}} = 0$.

При отклонении частоты сигнала от ω_1 на $\pm\Delta\omega_1$ получают векторные диаграммы, приведенные на рисунке 5.34, б, в, из которых видно, что $U' \neq U''$, т. е. на выходе появляется напряжение, пропорциональное фазовому сдвигу между напряжениями U_1 и U_2 , а следовательно, пропорциональное девиации частоты.

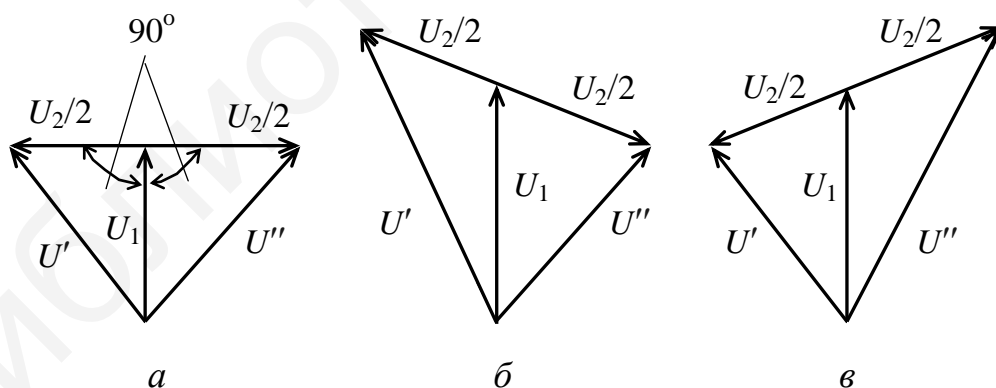


Рисунок 5.34 – Векторные диаграммы напряжений частотного детектора со связанными контурами

Следует отметить, что поведение системы, состоящей из двух связанных контуров, настроенных на одну и ту же частоту, сильно зависит от коэффициента связи между ними. Кроме того, АЧХ имеет малую крутизну, а следовательно, уровень полезного сигнала настолько мал, что трудно обеспечить достаточно большое отношение сигнала к шуму, обусловленное паразитной амплитудной модуляцией, источниками питания и внешними наводками.

Получение хорошей формы АЧХ возможно только при $\Delta \omega_1 / \omega_1 \ll 0,075$. В этом случае дискриминатор со связанными контурами имеет большую чувствительность и линейность.

При $\Delta \omega_1 / \omega_1 \geq 0,075$ его характеристики значительно хуже, чем, например, у частотного детектора с расстроенными контурами, следовательно, он менее приемлем для преобразования быстро меняющейся частоты.

Недостатком частотного детектора на связанных контурах является необходимость предварительного ограничения сигналов для устранения паразитной амплитудной модуляции. От этого недостатка свободен дробный детектор.

5.6.3 Дробный детектор

В данном детекторе амплитудное ограничение происходит в самой схеме. Принципиальная схема дробного детектора показана на рисунке 5.35. Векторные диаграммы, поясняющие его работу, аналогичны рассмотренным ранее.

Основные отличия дробного детектора от частотного дискриминатора на связанных контурах состоят в том, что полярность диода $VD2$ заменена на обратную, параллельно конденсаторам $C3$ и $C4$ подключен конденсатор $C5$ большой емкости, а входное напряжение снимается между промежуточными точками соединения конденсаторов $C3$ и $C4$ и резисторов $R1$ и $R2$. При этом $C5 \gg C1 = C2$, $R1 = R2$.

В данном случае ток диода $VD1$ заряжает конденсатор $C3$, создавая на нем выпрямленное напряжение U' , а ток диода $VD2$ – конденсатор $C4$, создавая на нем выпрямленное напряжение U'' .

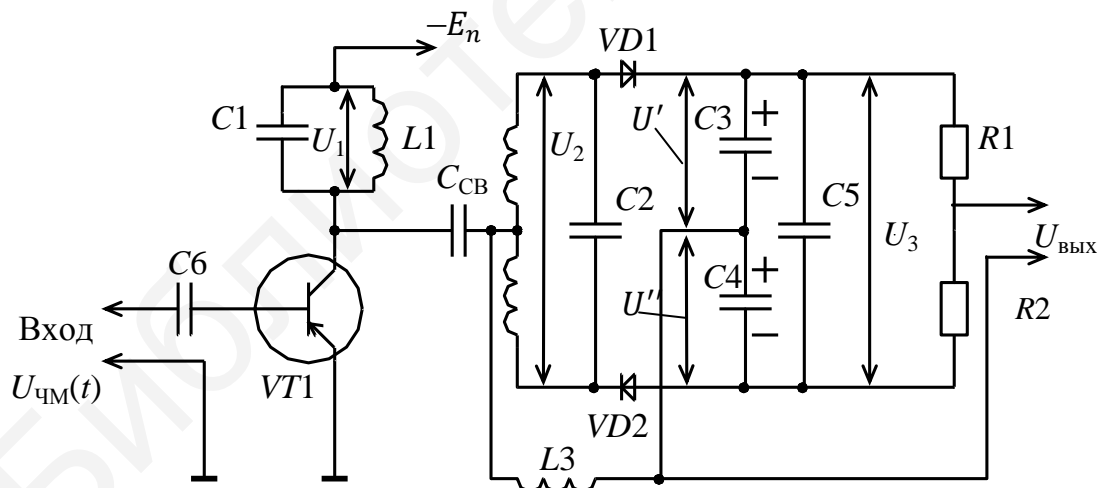


Рисунок 5.35 – Принципиальная схема дробного детектора

Поскольку полярность этих напряжений совпадает, то напряжение на конденсаторе $C5$ равно $U_3 = U' + U''$, а выходное напряжение равно

$$U_{\text{ВЫХ}} = U' - \frac{U_3}{2} = \frac{U'U_3}{U' + U''} - \frac{U_3}{2} . \quad (5.39)$$

Отсюда и название – детектор отношений. В процессе детектирования U_3 остается постоянной величиной по двум причинам:

- $U' + U'' \cong \text{const}$, что видно при рассмотрении векторных диаграмм (см. рисунок 5.34);

- $C5$ – емкость большой величины, следовательно, напряжение на ней остается постоянным в процессе модуляции.

В зависимости от частоты входного сигнала возможны следующие ситуации:

$$\begin{aligned} \omega_i = \omega_1, & \text{ то } U' = U'' \text{ и } U_{\text{ВЫХ}} = 0; \\ \omega_i > \omega_1, & \text{ то } U' < U'' \text{ и } U_{\text{ВЫХ}} < 0; \\ \omega_i < \omega_1, & \text{ то } U' > U'' \text{ и } U_{\text{ВЫХ}} > 0. \end{aligned}$$

Статические характеристики дробного детектора такие же, как и частотного детектора на связанных контурах.

5.6.4 Импульсно-счетный частотный детектор

Принцип действия импульсно-счетного детектора основан на преобразовании синусоидального переменного напряжения в импульсы, амплитуда и длительность которых постоянны и практически не зависят от частоты. Среднее значение тока в цепи с такими импульсами прямо пропорционально количеству их в единицу времени, т. е. частоте, что позволяет получить характеристику зависимости выходного напряжения от частоты входного сигнала, близкую к линейной.

Структурная схема импульсно-счетного частотного детектора представлена на рисунке 5.36. Она состоит из усилителя-ограничителя, выделителя переднего фронта импульса, формирователя импульсов постоянной длительности и фильтра нижних частот, выполняющего функцию интегратора.

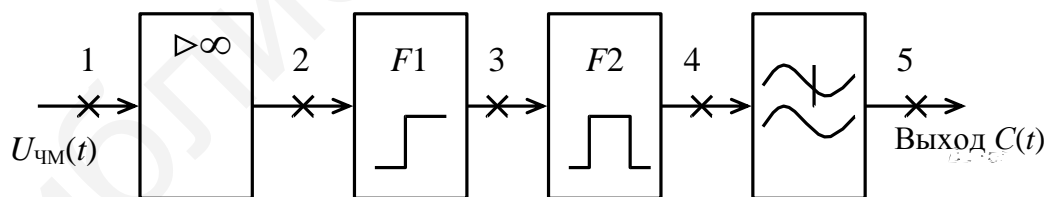


Рисунок 5.36 – Импульсно-счетный частотный детектор

На рисунке 5.37 представлены временные диаграммы, поясняющие принцип действия описываемого детектора.

Спектр импульсов на выходе формирователя $F2$ наряду с высокочастотными составляющими содержит спектральные составляющие модулирующего низкочастотного сигнала, которые выделяются в фильтре нижних частот. В результате этого на выходе детектора получается низкочастотный сигнал, воспроизводящий закон изменения частоты подводимого частотно-модулированного сигнала.

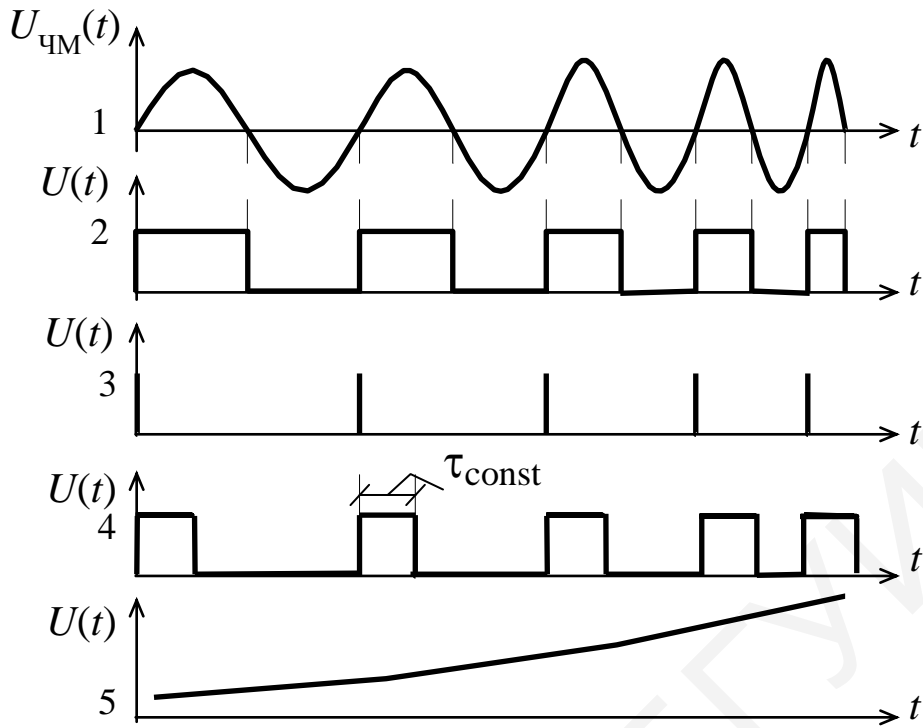


Рисунок 5.37 – Временные диаграммы работы импульсно-счетного частотного детектора

Принципиальная схема импульсно-счетного частотного детектора на интегральных микросхемах приведена на рисунке 5.38.

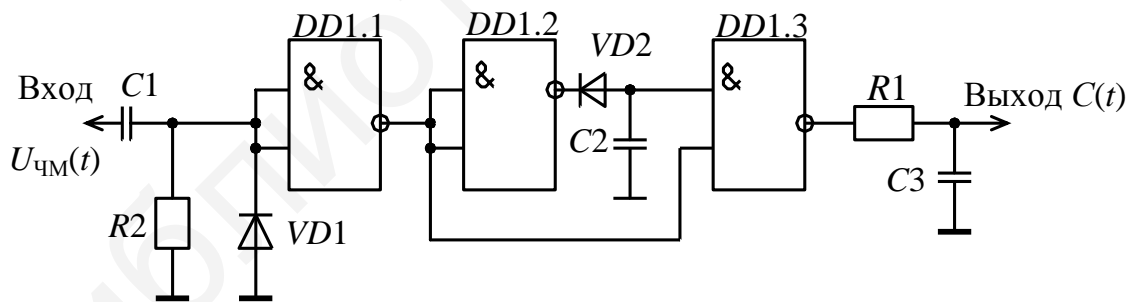


Рисунок 5.38 – Детектор ЧМ-сигналов на цифровых микросхемах

Входной ЧМ-сигнал подают на формирователь импульсов (*DD1.1* и *DD1.2*). Цепь *VD2 – C2* задерживает сигнал с выхода элемента *DD1.2*. На нижний по схеме вывод элемента *DD1.3* приходит незадержанный сигнал. Когда на выходе элемента *DD1.1* присутствует напряжение низкого уровня, конденсатор *C2* медленно заряжается входным током элемента *DD1.3*, а когда высокого – быстро разряжается. Таким образом, длительность импульсов на выходе пропорциональна задержке, а постоянная составляющая импульсной последовательности – модулирующему сигналу.

5.7 Фазовые модуляторы

Под фазовой модуляцией понимается изменение фазы несущего колебания по закону изменения модулирующего напряжения. Эта задача может быть решена различными способами.

5.7.1 Фазовый модулятор с изменением расстройки колебательного контура

Пример модулятора с изменением расстройки колебательного контура представлен на рисунке 5.39.

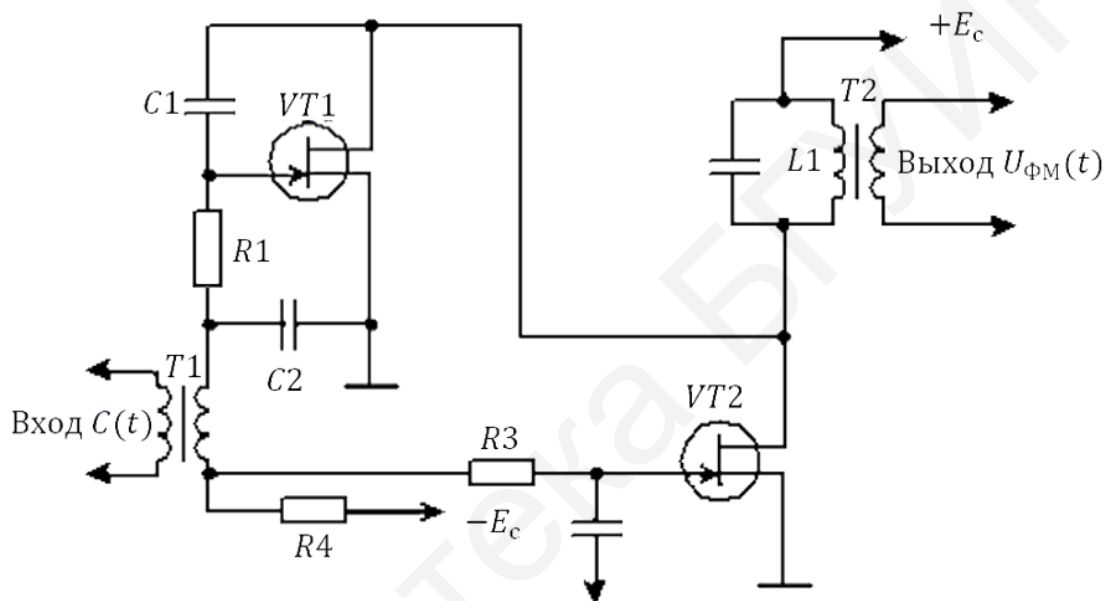


Рисунок 5.39 – Фазовый модулятор с реактивным транзистором

Реактивный полевой транзистор $VT1$, с помощью которого осуществляется изменение резонансной частоты контура, включен параллельно контуру $L1C4$ усилителя, собранного на транзисторе $VT2$. Сигнал на усилитель подается от стабильного и независимого генератора с частотой ω_1 через конденсатор связи $C3$. Конденсатор $C1$ и резистор $R1$ являются элементами реактивного полевого транзистора. Емкость $C2$ является блокировочной. Она представляет собой короткое замыкание для токов высокой частоты и очень большое сопротивление для модулирующего сигнала с частотой Ω .

Все сказанное о работе реактивного транзистора в подразделе 5.5.1 полностью остается применимым и к случаю фазового модулятора, лишь с той разницей, что изменение резонансной частоты контура приводит не к изменению частоты генерации, а к изменению фазы напряжения на контуре.

Связь между относительным изменением резонансной частоты контура $\Delta\omega/\omega_p$ и фазовым изменением легко может быть представлена на основании выражения для фазовой характеристики контура:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left(2 \frac{\Delta\omega}{\omega_p} \theta \right). \quad (5.40)$$

Приравнивая $\varphi = \theta$, $\omega_p = \omega_1$ и подставляя $\Delta\omega = \omega_g \cos \Omega t$ (где ω_g – максимальное изменение частоты), получаем

$$\theta = \operatorname{arctg} \left(\frac{2\omega_g}{\omega_1} \theta \cos \Omega t \right) = \theta_{\max} \cos \Omega t. \quad (5.41)$$

Достоинство рассмотренного фазового модулятора – это возможность обеспечения высокой стабильности средней частоты путем применения кварцованного задающего генератора. Недостаток – малые значения θ_{\max} . Получить $\theta_{\max} = (100 - 200)^\circ$ позволяют импульсно-фазовые модуляторы.

5.7.2 Импульсно-фазовый модулятор

Схема импульсно-фазового модулятора (ИФМ) представлена на рисунке 5.40, а временные диаграммы, поясняющие ее работу, – на рисунке 5.41.

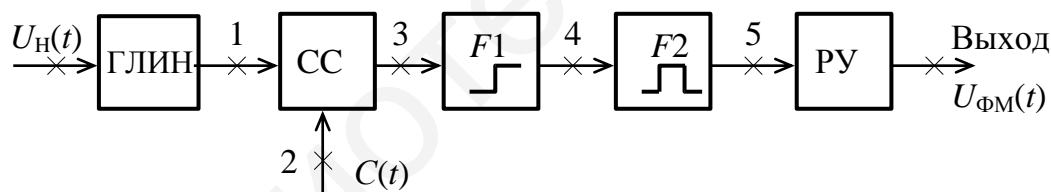


Рисунок 5.40 – Структурная схема импульсно-фазового модулятора

Высокочастотные колебания $U_H(t)$ от кварцевого генератора с частотой ω_1 запускают генератор линейно изменяющегося напряжения (ГЛИН), которое поступает на один из входов схемы сравнения (СС). На второй вход СС поступает модулирующее напряжение $C(t)$. На выходе СС получаем одностороннюю ШИМ. Из импульсов ШИМ формирователем $F1$ выделяется передний фронт импульсов. В результате получаем ФИМ-сигнал. Затем формирователем $F2$ формируются импульсы одинаковой длительности, первые гармоники которых и боковые частоты модуляции выделяются резонансным усилителем (РУ).

При соответствующей форме пилообразного напряжения импульсы 4 могут перемещаться во время модуляции в пределах $(250 - 280)^\circ$ и $\theta_{\max} = (125 - 140)^\circ$.

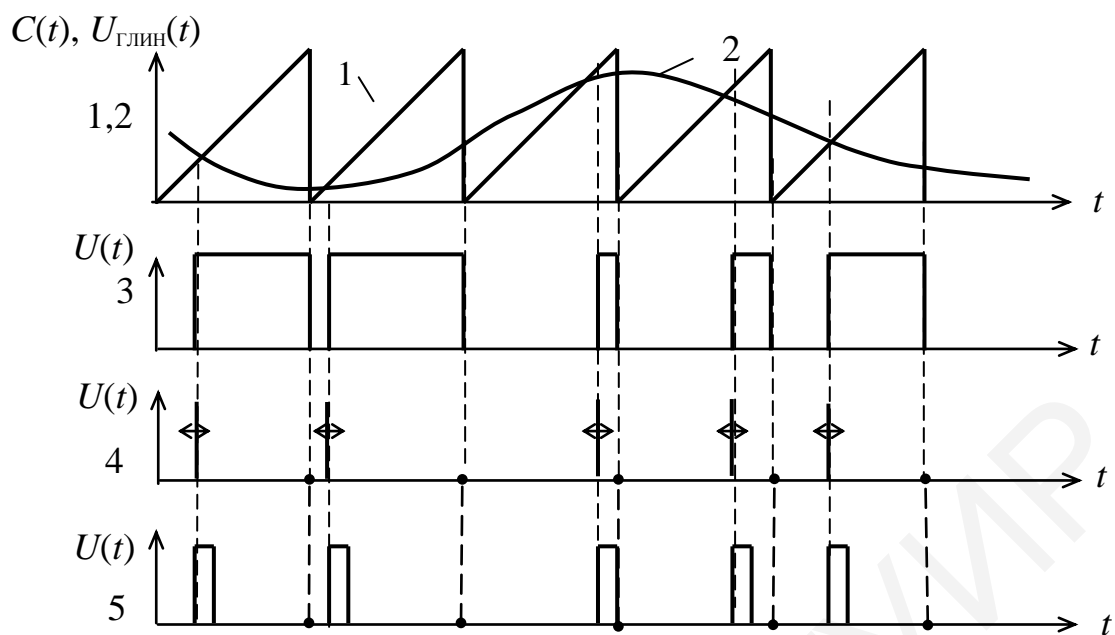


Рисунок 5.41– Временные диаграммы работы ИФМ

Достоинством импульсно-фазового модулятора является возможность получения больших индексов модуляции и высоких значений стабильности частоты несущего колебания.

5.8 Фазовые детекторы

Одним из перспективных направлений приема ФМ-сигналов является синхронное детектирование гармонических колебаний. Оно позволяет значительно повысить помехоустойчивость и линейность детектирования. Сущность синхронного детектирования заключается в том, что на вход детектора вместе с напряжением ФМ-сигнала подают напряжение опорного генератора (гетеродина), совпадающее по частоте и фазе с несущей частотой ФМ-сигнала. Для получения синхронного напряжения опорного генератора можно использовать следящий фильтр или систему фазовой автоподстройки частоты, которая более надежна и легко реализуется на универсальных микросхемах.

5.8.1 Перемножающие детекторы

В качестве перемножающегося фазового детектора (ФД) можно использовать дифференциальный усилитель (рисунок 5.42).

Работа схемы основана на распределении коллекторного тока транзистора $VT3$, изменяющегося под действием опорного напряжения $U_{\text{оп}}(t)$, между транзисторами дифференциального каскада $VT1$ и $VT2$, на вход которого подается напряжение $U_{\text{ФМ}}(t)$, сдвинутое относительно опорного на угол $\Delta\varphi$, пропорциональный модулирующему сообщению. На выходе дифференциального каскада

выделяется напряжение, пропорциональное разности постоянных составляющих коллекторных токов транзисторов $VT1$ и $VT2$.

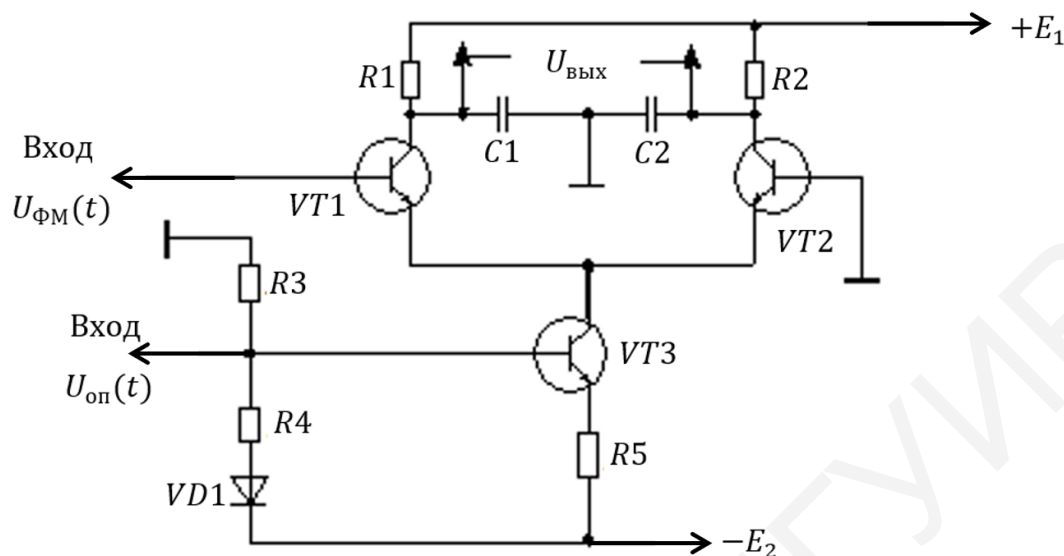


Рисунок 5.42 – Фазовый детектор на дифференциальном усилителе

Пусть на схему подаются напряжения $U_{\text{ФМ}}(t) = U_1 \cos(\omega_1 t + \Delta\varphi)$ и $U_{\text{ОП}}(t) = U_2 \cos \omega_1 t$, причем каскад на транзисторе $VT3$ работает в линейном режиме. Конденсаторы $C1$ и $C2$ образуют с нагрузочными резисторами $R1$ и $R2$ фильтры нижних частот, постоянные времени которых значительно больше периода входных напряжений. Практически емкость конденсаторов выбирается из условия

$$C1 = C2 \geq 20\pi / (\omega_1 R_2). \quad (5.42)$$

При этом выходное напряжение ФД определяется постоянными составляющими I_{k1} и I_{k2} коллекторных токов транзисторов $VT1$ и $VT2$, которые равны

$$I_{k1} = a_1(a_0 I_0 + a_1 S_3 U_2 \cos \Delta\varphi) / 2;$$

$$I_{k2} = a_2(b_0 I_0 + b_1 S_3 U_2 \cos \Delta\varphi) / 2.$$

В симметричной схеме ($\alpha_1 = \alpha_2$, $R1 = R2$) при отсутствии внешнего напряжения смещения $U_{\text{СМ}}$ и внутреннего напряжения смещения нуля коэффициенты $a_0 = b_0 = 1$ и $a_1 = b_1$. Поэтому выходное напряжение ФД равно

$$U_{\text{ВЫХ}} = (I_{k1} - I_{k2})R2 = -\alpha_2 b_1 S_3 U_2 \cos \Delta\varphi. \quad (5.43)$$

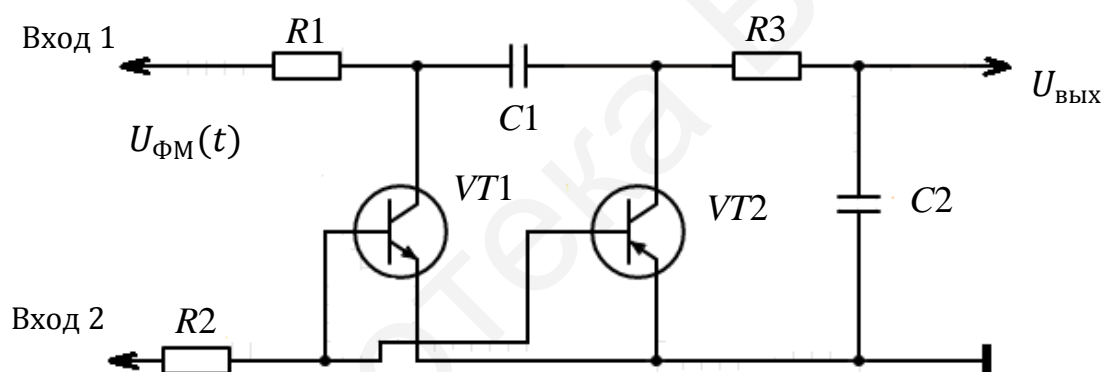
Из выражения (5.42), определяющего характеристику детектирования схемы, видно, что нормированной характеристикой ФД в рассматриваемом режиме работы является косинусоида, выходное напряжение ФД прямо пропорционально амплитуде U_2 .

Если на вход $U_{\text{ФМ}}(t)$ подавать гармонический сигнал, а на вход $U_{\text{ОП}}(t)$ – импульсный, то форма нормированной характеристики изменяется от косинусоидальной до линейной в зависимости от величины амплитуды U_1 . Если оба входных сигнала импульсные, нормированная характеристика линейно независима от их амплитуд.

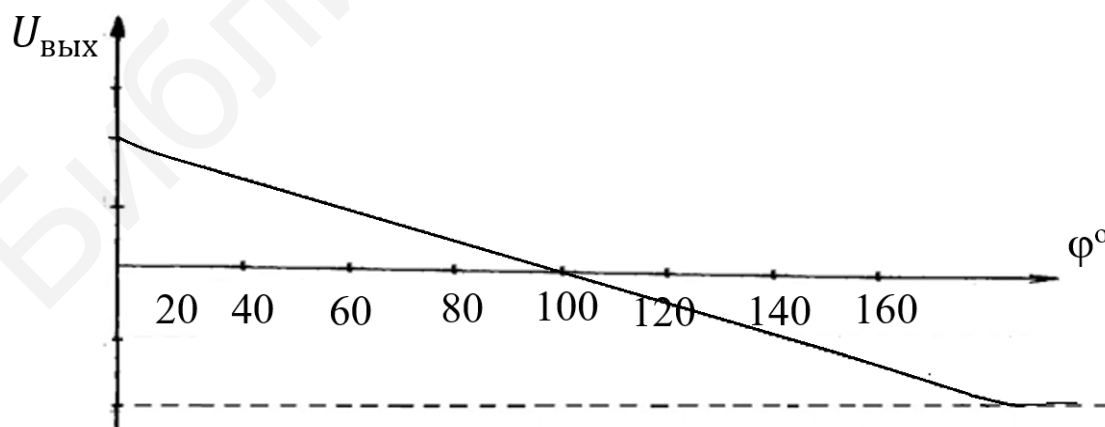
В заключение следует отметить, что так как в схеме не используются трансформаторы, то она может применяться в широком частотном диапазоне.

5.8.2 Синхронный детектор

Детектор (рисунок 5.43, а) построен по принципу интегрального накопления заряда на конденсаторе. Во время отрицательной полуволны опорного сигнала транзистор $VT2$ открыт. Входной сигнал заряжает конденсатор $C1$ через резистор $R1$. Во время положительного полупериода транзистор $VT2$ закрывается, а $VT1$ открывается. Накопленный заряд на конденсаторе $C1$ будет приложен к интегрирующей цепочке $R3C2$. В результате на выходе будет выделена постоянная составляющая. Зависимость выходного сигнала от фазового сдвига между входным и опорным сигналом представлена на рисунке 5.43, б.



а



б

Рисунок 5.43 – Конденсаторный детектор

5.9 Амплитудно-импульсные модуляторы

Модуляторы АИМ-сигналов строятся на базе аналоговых ключей и коммутаторов. Лучшими характеристиками обладают транзисторные модуляторы, выполняемые как на биполярных, так и на полевых транзисторах.

Модуляторы на биполярных транзисторах используют в тех случаях, когда требуется гальваническая развязка между датчиком и управляющим сигналом. Если же сопротивление источника сигнала более 500 кОм, то следует применять полевые транзисторы.

Основным недостатком модулятора является то, что при отсутствии входного сигнала на его выходах присутствует постоянное напряжение, возникающее за счет токов утечки и импульсных сигналов, связанных с паразитными межэлектродными емкостями активных элементов. С этой точки зрения полевые транзисторы предпочтительнее, так как емкость затвор – канал у них значительно меньше межэлектродной емкости биполярных транзисторов.

5.9.1 Модулятор на биполярных транзисторах

Работа модулятора (рисунок 5.44) основана на поочередном открывании и закрывании транзисторов (рисунок 5.45).

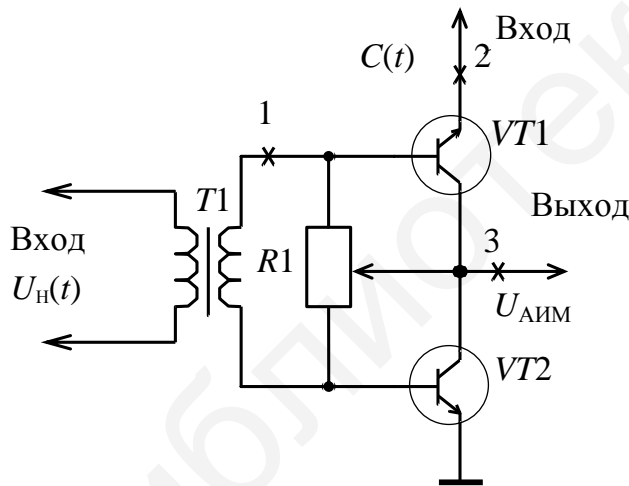


Рисунок 5.44 – Амплитудно-импульсный модулятор

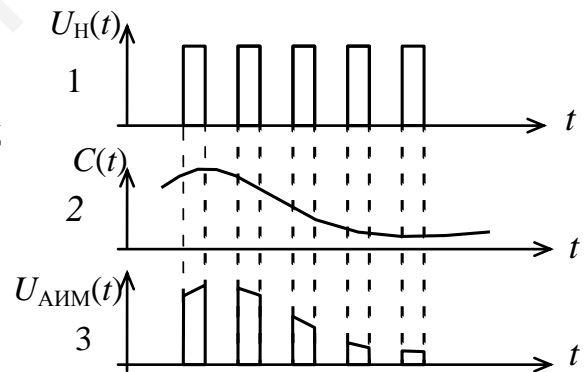


Рисунок 5.45 – Временные диаграммы работы амплитудно-импульсного модулятора

Когда импульс положительной полярности приходит на базу $VT1$, то транзистор открывается и входной сигнал $C(t)$ проходит на выход. В следующий полупериод сигнала $U_{Н}(t)$ положительный импульс открывает транзистор $VT2$, транзистор $VT1$ закрывается. Выход подключается к нулевой шине. Важ-

ным фактором в работе схемы является равенство остаточных напряжений. Для выравнивания этих напряжений служит резистор $R1$.

В импульсном модуляторе (рисунок 5.46) транзистор $VT1$ работает в линейном режиме как эмиттерный повторитель, а транзистор $VT2$ – в ключевом режиме. Источником питания транзистора $VT2$ является напряжение в эмиттере $VT1$. При отсутствии на входе 1 гармонического сигнала на выходе существует импульсный сигнал с амплитудой 5 В. Изменение напряжения в базе $VT1$ вследствие гармонического сигнала на входе 1 вызывает изменение коллекторного напряжения $VT2$. На выходе появляется модулированный сигнал. В схеме можно получить 100%-ю АИМ-1. Если на выходе подключить колебательный контур, настроенный на первую гармонику импульсного сигнала, то можно получить АМ гармонического сигнала.

Для уменьшения ошибки из-за остаточного напряжения, сопротивления в открытом состоянии и токов утечки в закрытом используются операционные усилители совместно с биполярными или полевыми транзисторами.

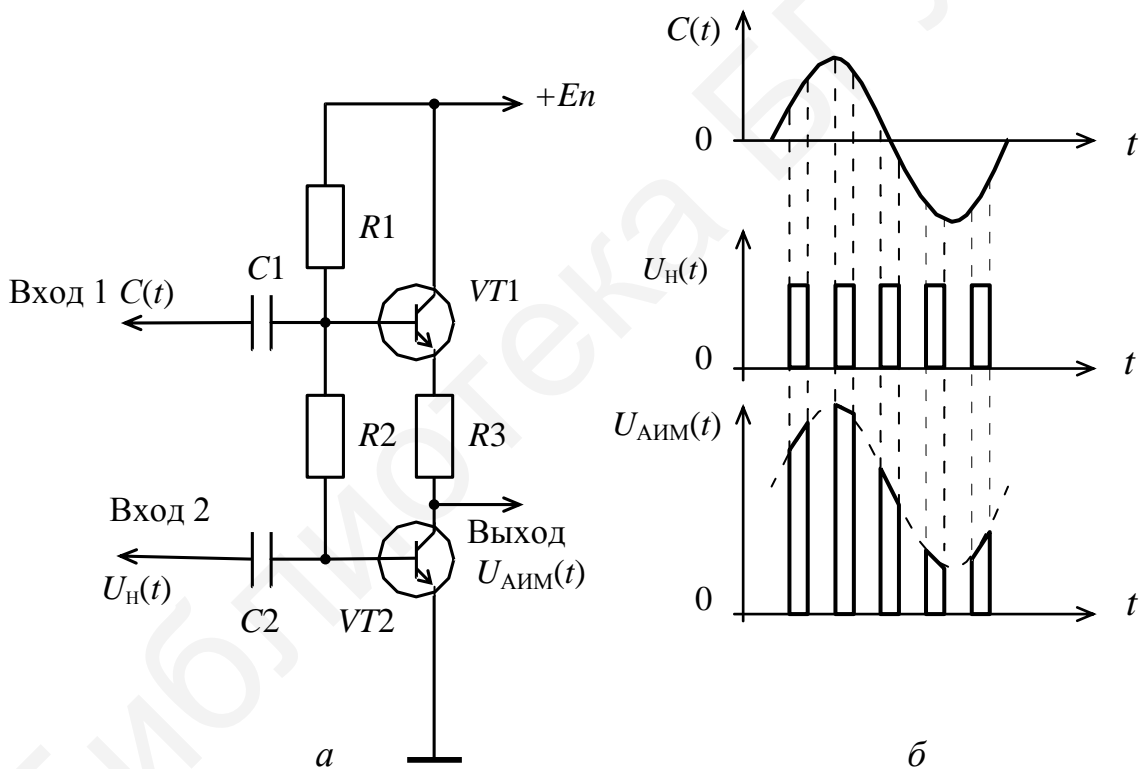


Рисунок 5.46 – Импульсный модулятор

5.9.2 Модулятор на полевых транзисторах и операционном усилителе

Такие модуляторы получили распространение благодаря простоте структур и большому динамическому диапазону модулирующих сигналов. В схеме, приведенной на рисунке 5.47, *a*, полевые транзисторы включены в цепь обратной связи, поэтому действующая величина их сопротивления в открытом состоянии уменьшается в K_v раз.

В положительные полупериоды импульсной несущей $U_H(t)$ (рисунок 5.47, б) транзистор $VT1$ закрывается, а $VT2$ открывается и сигнал на выходе определяется выражением $U_{\text{ВЫХ}} = (R2 / R1)C(t)$.

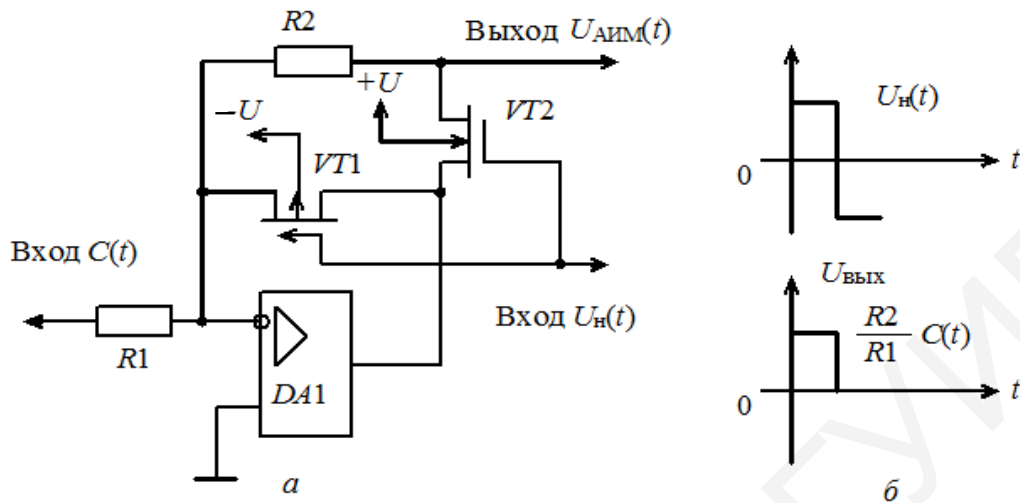


Рисунок 5.47 – Модулятор на полевых транзисторах и операционном усилителе

5.9.3 Многоканальный модулятор

В качестве формирователей управляющих сигналов (рисунок 5.48) используются микросхемы $DD1$ с открытым коллектором, на вход которых поступают сигналы от распределителя импульсов (рисунок 5.48). Так как сопротивление закрытого транзистора составляет гигаомы, то допускается параллельное включение до 64 каналов по принципу «монтажное ИЛИ».

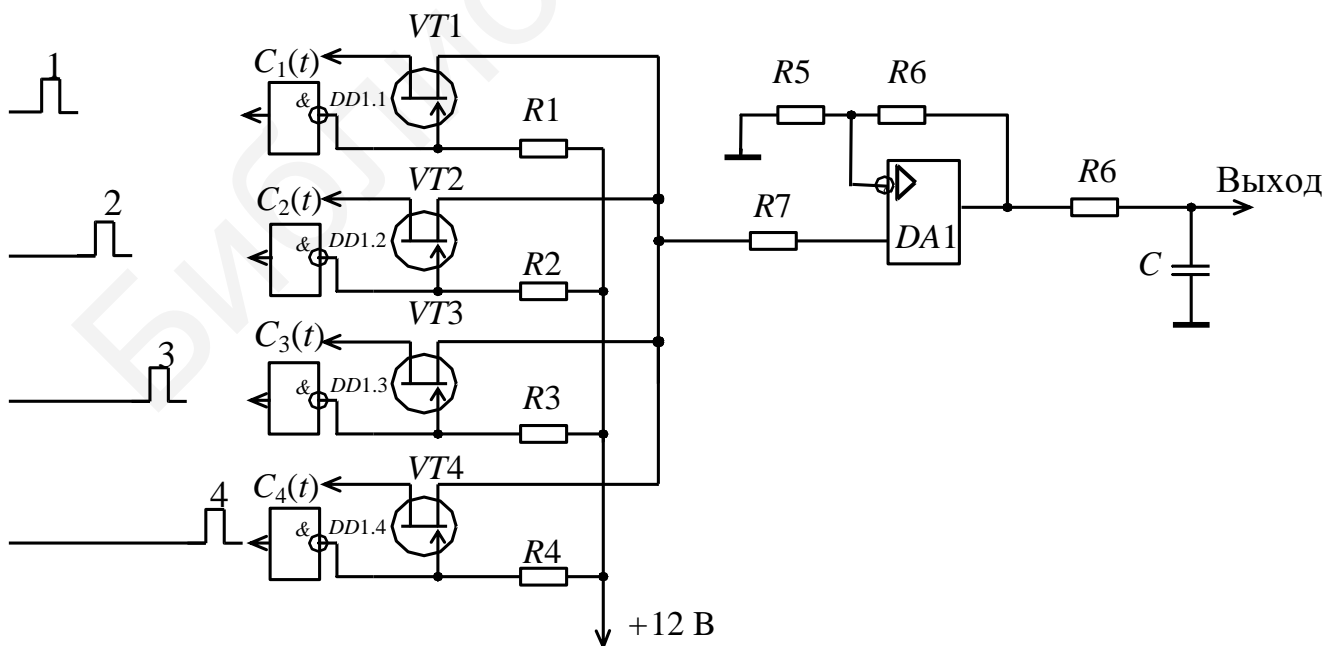


Рисунок 5.48 – Многоканальный модулятор

Для уменьшения влияния конечного сопротивления открытого транзистора на точность передачи входного сигнала $C_i(t)$ групповой сигнал на выход поступает через буферный усилитель $DA1$. Конденсатор C устраняет высокочастотные выбросы, появляющиеся из-за коммутационных процессов в транзисторах $VT1-VT4$.

5.10 Детекторы АИМ-сигналов

5.10.1 Демодуляция АИМ-сигналов фильтром нижних частот

При изучении спектра АИМ-сигнала (рисунок 5.49) видно, что в нем в чистом виде содержится составляющая с частотой модулирующего сообщения, которая может быть выделена с помощью ФНЧ.

Сигнал на выходе ФНЧ будет описываться выражением

$$U_{\text{вых ФНЧ}} = \left(U_{\text{вх}} \frac{\tau}{T} \right) m_{\text{АИМ}} K_{\text{ФНЧ}}$$

Так как $\frac{\tau}{T} \ll 1$ (для многоканальных систем), $m_{\text{АИМ}} \leq 1$ и коэффициент передачи пассивных ФНЧ $K_{\text{ФНЧ}} < 1$, то и $U_{\text{вых}}$ будет составлять 20–30 % от $U_{\text{вх}}$. Поэтому для эффективной демодуляции АИМ-сигналов в многоканальных системах целесообразно применять активные ФНЧ или другие способы детектирования.

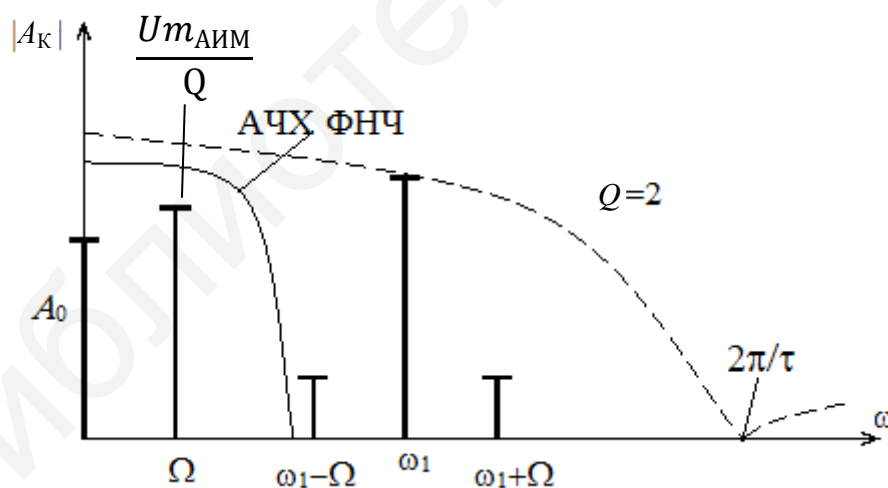


Рисунок 5.49 – Демодуляция АИМ-сигнала ФНЧ

5.10.2 Пиковые детекторы

Данный вид детекторов известен под названием пиковых детекторов с открытым входом (рисунок 5.50, а), связанным со свойством пропускать на выход постоянную составляющую преобразуемого напряжения, если она в нем содержится.

При поступлении положительных импульсов конденсатор $C1$ заряжается (рисунок 5.50, б) с постоянной времени

$$\tau_{\text{зар}} = (R_1 + R_0) C_1,$$

где R_1 – выходное сопротивление предыдущего каскада;
 R_0 – прямое сопротивление диода $VD1$.

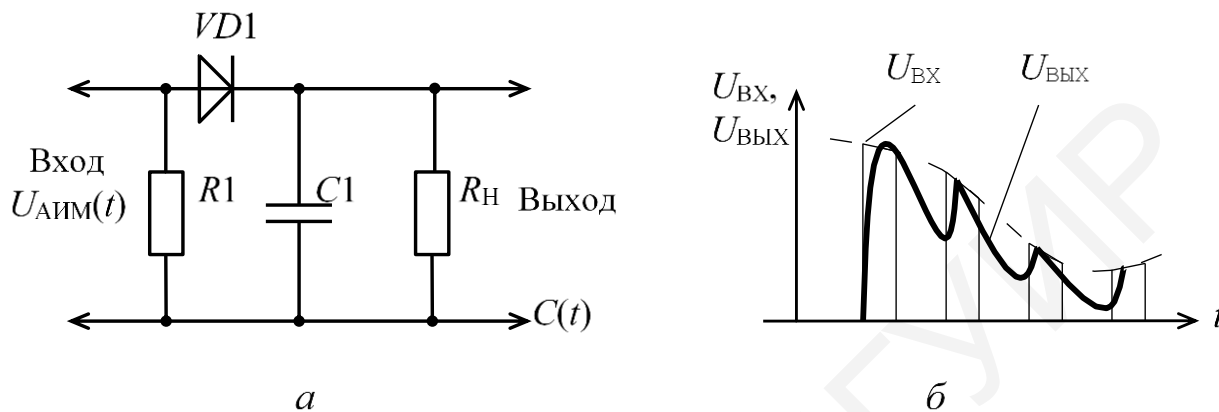


Рисунок 5.50 – Пиковый детектор

При отсутствии импульсов на входе конденсатор $C1$ разряжается с постоянной времени

$$\tau_{\text{разр}} = R_{\text{н}} C_1.$$

Для неискаженной демодуляции необходимо, чтобы скорость разряда конденсатора была больше скорости спада огибающей модулирующего сообщения. Кроме того, для АИМ-сигнала существенные ограничения возникают из-за порога открывания диода $VD1$. По этой причине чувствительность детектора получается низкой. Применение транзисторов и ОУ значительно увеличивает динамический диапазон детектора. Необходимость точного преобразования связана с применением интегральных микросхем и соответствующим снижением уровней рабочих сигналов.

5.10.3 Пиковый детектор на ОУ с запоминанием

Входной сигнал детектора (рисунок 5.51, а) через операционный усилитель (ОУ) $DA1$ заряжает конденсатор C . Постоянное напряжение на конденсаторе через отрицательную обратную связь (ООС) подается на второй вход ОУ $DA1$. Эта связь действует через ОУ $DA2$.

На конденсаторе устанавливается максимальное значение входного сигнала. Это напряжение может продолжительное время оставаться на конденсаторе. С приходом положительного импульса по цепи сброса происходит разряд конденсатора, после этого он может вновь запомнить максимальное значение входного сигнала.

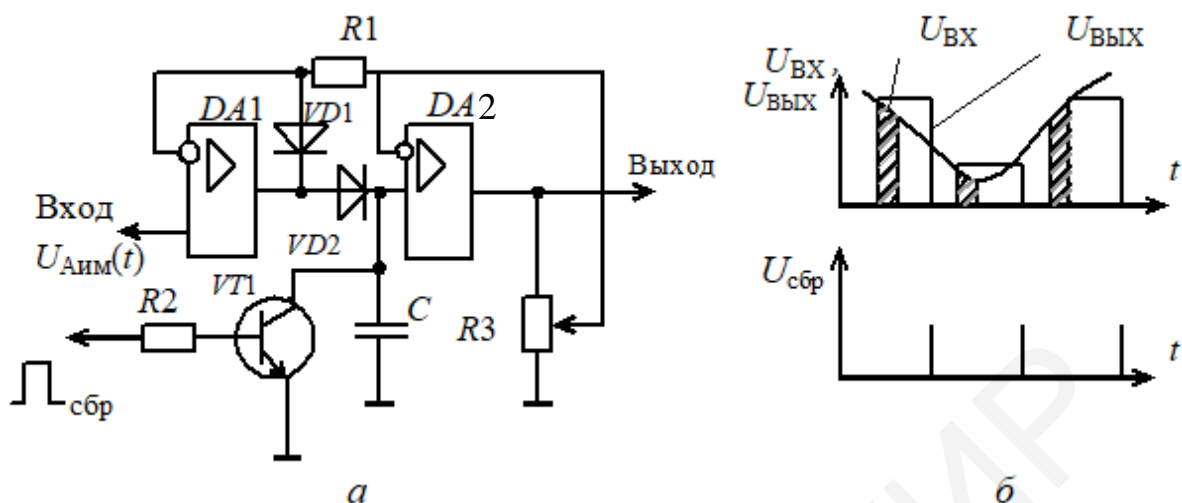


Рисунок 5.51 – Пиковый детектор на ОУ с запоминанием

5.11 Широтно-импульсный модулятор

Широтно-импульсные модуляторы в основном строятся по двум классическим схемам: с использованием суммирования, с использованием перемножения модулирующего сообщения с пилообразным (треугольным) напряжением.

5.11.1 Суммирующий широтно-импульсный модулятор

Генератор, который изображен на рисунке 5.52, *a*, вырабатывает последовательность прямоугольных импульсов с частотой, равной частоте равномерной дискретизации.

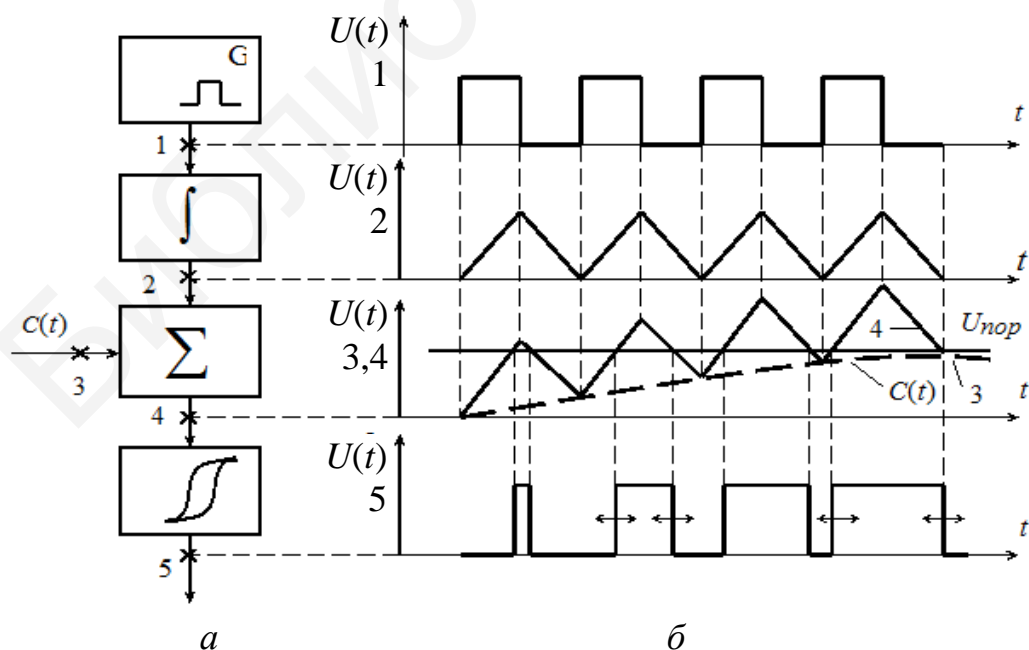


Рисунок 5.52 – Суммирующий широтно-импульсный модулятор

Эти импульсы в интеграторе преобразуются в пилообразные (треугольные) импульсы, которые суммируются с модулирующим сообщением и поступают на вход компаратора. Сигнал на выходе компаратора имеет вид последовательности прямоугольных импульсов, промодулированных по длительности (рисунок 5.52, б).

Ширина импульсов при этом пропорциональна амплитуде (мгновенным значениям) входного сигнала.

5.11.2 Широтно-импульсный модулятор развертывающего типа

Генератор пилообразного напряжения (рисунок 5.53, а) запускается импульсами, которые следуют с периодом равномерной дискретизации и одновременно устанавливают триггер в единичное положение. В тот момент, когда подаваемые на схему сравнения модулирующее напряжение $C(t)$ и пилообразное становятся равными, на выходе этой схемы формируется короткий импульс, возвращающий триггер в первоначальное состояние. В результате напряжение, снимаемое с нагрузки одного из плеч триггера, представляет собой последовательность импульсов с односторонней ШИМ. Если необходимо получить двустороннюю ШИМ, то следует вместо генератора пилообразного напряжения включить генератор треугольного напряжения.

Восстановление исходного аналогового сообщения из ШИМ-сигнала может быть осуществлено: с помощью ФНЧ, путем непосредственного интегрирования и путем сравнения с линейно нарастающим напряжением.

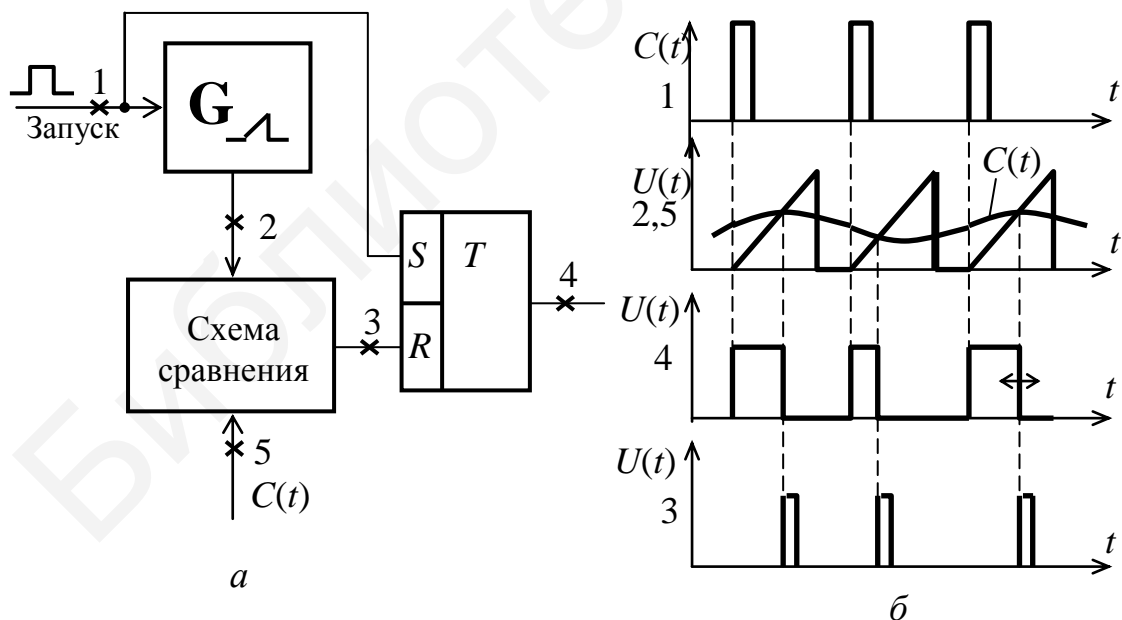


Рисунок 5.53 – Широтно-импульсный модулятор развертывающего типа

5.12 Детекторы ШИМ-сигналов

5.12.1 Детектор на основе ФНЧ

Фильтр нижних частот (рисунок 5.54, *а*) подавляет несущую частоту ω_1 , ее гармоники и боковые полосы спектра модуляции, после чего на выходе получается аналоговый модулирующий сигнал с частотой Ω (рисунок 5.54, *б*).

Для неискаженной демодуляции необходимо, чтобы формирователь обеспечивал, во-первых, большую крутизну фронтов (точность передачи длительностей импульсов), а во-вторых, высокую точность и стабильность верхнего и нижнего уровней $U_{\text{ВЫХ}}^1$ и $U_{\text{ВЫХ}}^0$ (последний желательно иметь равным 0 В, чтобы не подстраивать нуль в выходной схеме), причем в обоих случаях выходное сопротивление его должно быть или очень малым, или строго одинаковым.

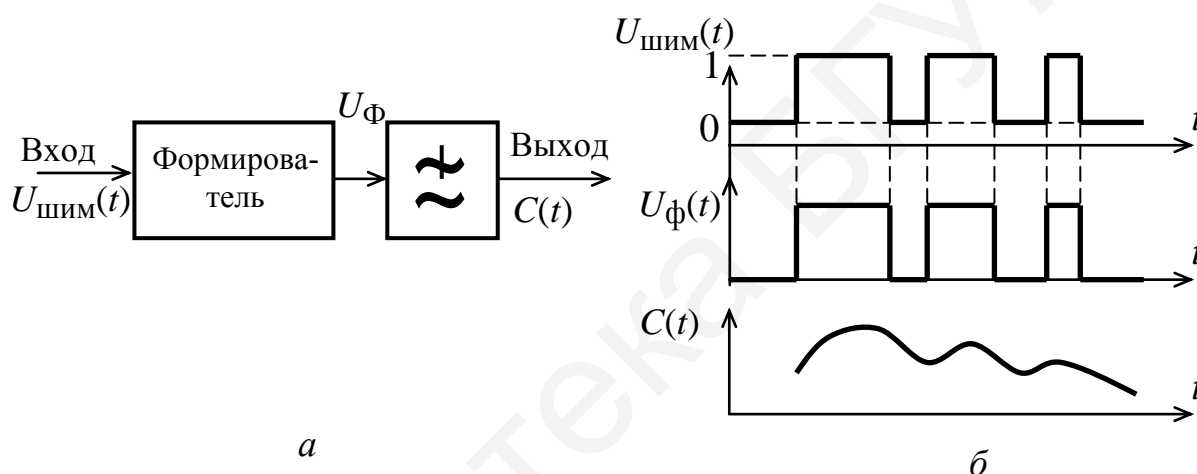


Рисунок 5.54 – Детектор ШИМ на основе ФНЧ

5.12.2 Детектор ШИМ на основе интегратора

Нормализатор H (рисунок 5.55, *а*) производит двустороннее ограничение входного сигнала, т. е. выделяет среднюю часть импульсов, наименее искаженную. Формирователь F , как и в предыдущей схеме, формирует импульсы с крутыми фронтами, которые поступают на интегратор. На выходе интегратора получаем импульсы, промодулированные по амплитуде (рисунок 5.55, *б*), так как за время короткого импульса амплитуда выходного сигнала достигает меньшей величины, а за время более длинного импульса – большей. Перед приходом переднего информационного импульса производят сброс интегратора в исходное положение путем подачи импульса сброса на ключ SWM . Импульсы с выхода интегратора поступают на ФНЧ, где происходит выделение огибающей полезного сообщения.

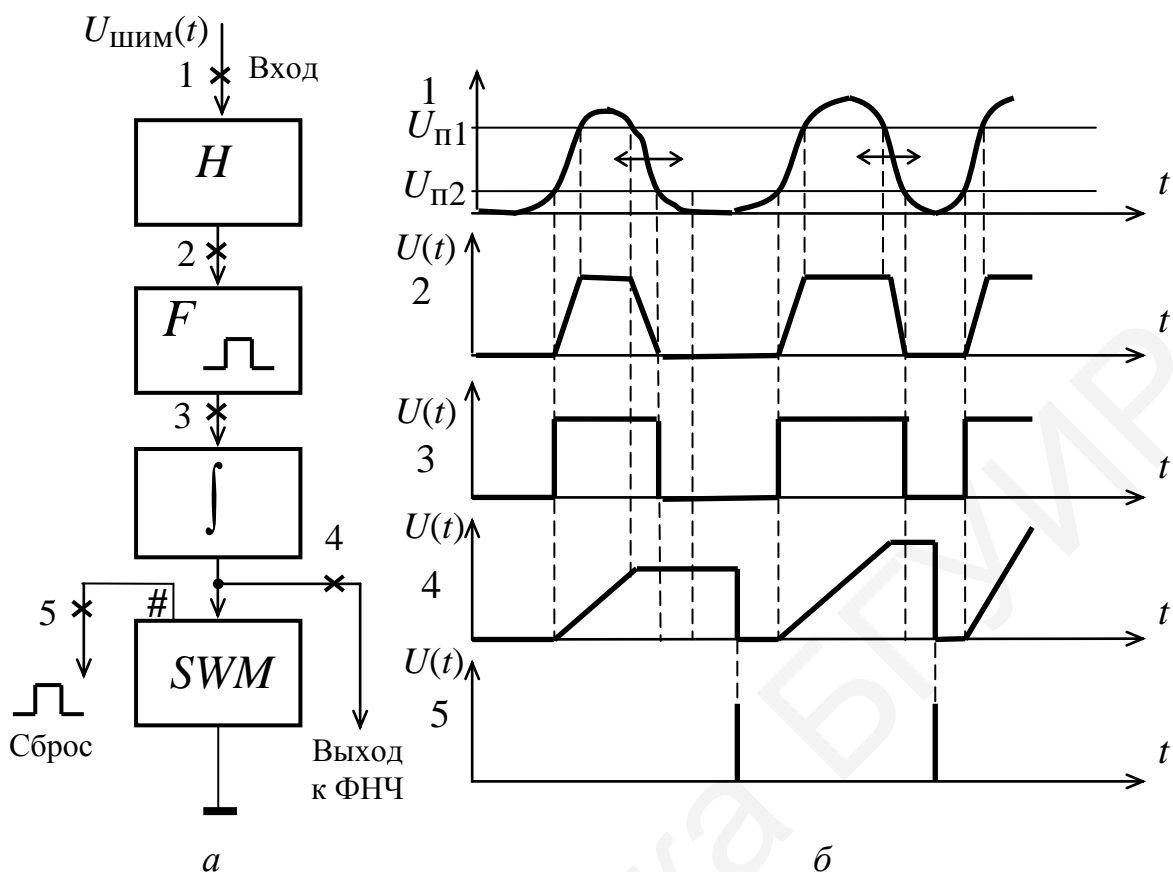


Рисунок 5.55 – Интегрирующий детектор ШИМ-сигнала

5.12.3 Детектор ШИМ-сигнала сравнивающего типа

В данном детекторе (рисунок 5.56, *а*) происходит сравнение входного сигнала с линейно нарастающим напряжением, которое формируется генератором пилообразного напряжения. Принцип работы хорошо виден из временных диаграмм, представленных на рисунке 5.56, *б*.

Амплитуда сигнала на выходе 6 будет пропорциональна длительности импульсов на входе 1 нормализатора *H*, но при этом сигнал 6 будет дополнительно промодулирован по частоте, так как открытие ключа *SWM1* происходит спадом информационных импульсов, что вносит дополнительную погрешность. Для устранения этого недостатка в схему дополнительно введены устройства: задержки Δt , запоминающее устройство ЗУ и аналоговый ключ *SWM2*. Сигнал на выходе 9 будет зависеть только от длительности импульсов ШИМ-сигнала. Таким образом, сигнал ШИМ фактически преобразован в сигнал АИМ, из которого полезная составляющая может быть выделена рассмотренными ранее средствами.

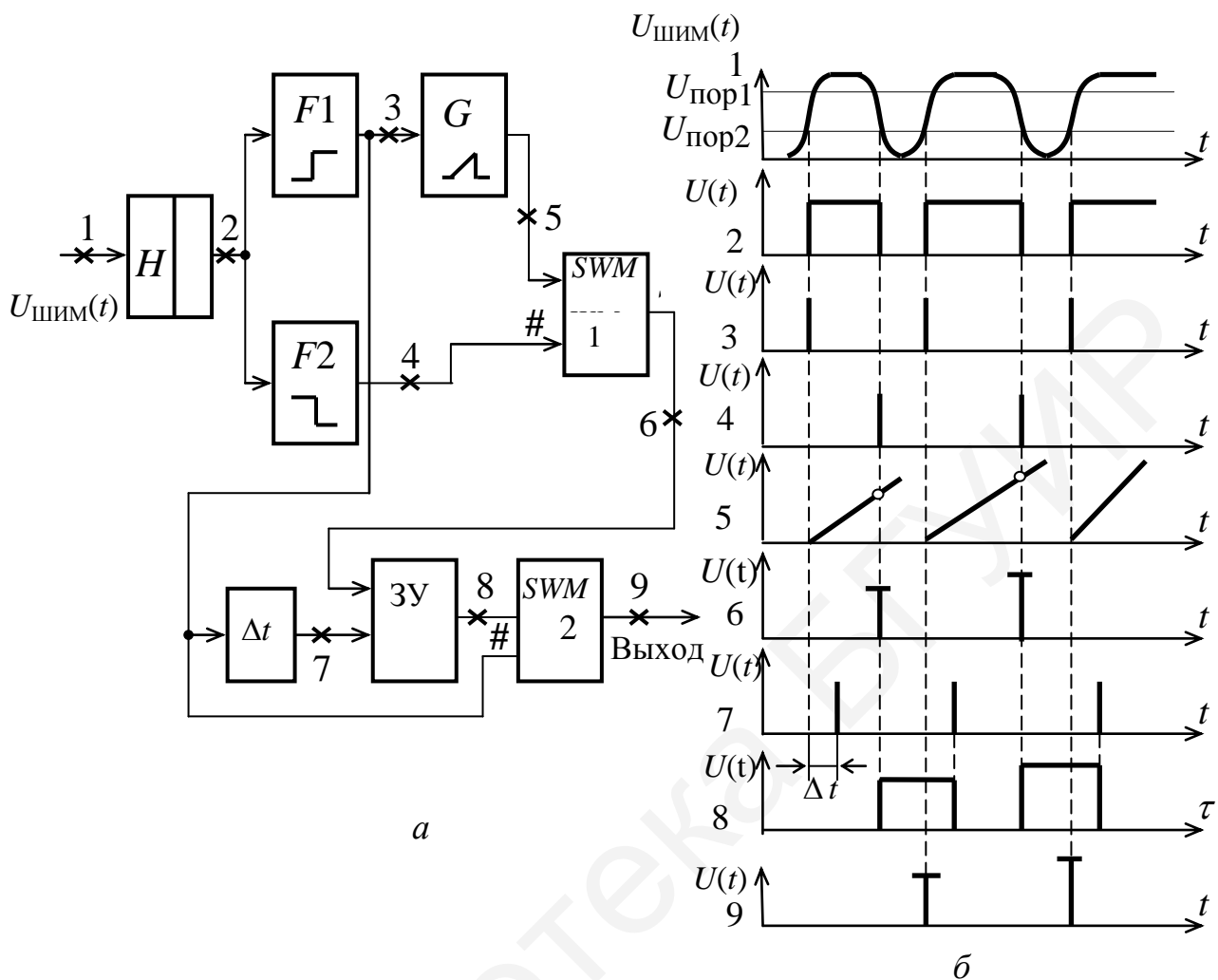


Рисунок 5.56 – Детектор ШИМ-сигнала сравнивающего типа

5.13 Фазоимпульсные модуляторы

Сигнал ФИМ, как правило, получают из сигнала ШИМ (рисунок 5.57, а). Для этого выделяют передний $F1$ и задний $F2$ фронты сигналов ШИМ. Процесс получения ФИМ-сигналов из ШИМ показан на рисунке 5.57, б, где буквой «о» обозначены опорные импульсы, а буквой «и» – информационные, которые формируются формирователями $F3$ и $F4$ соответственно. Опорные импульсы, как правило, по длительности больше информационных (диаграмма б рисунка 5.57, б).

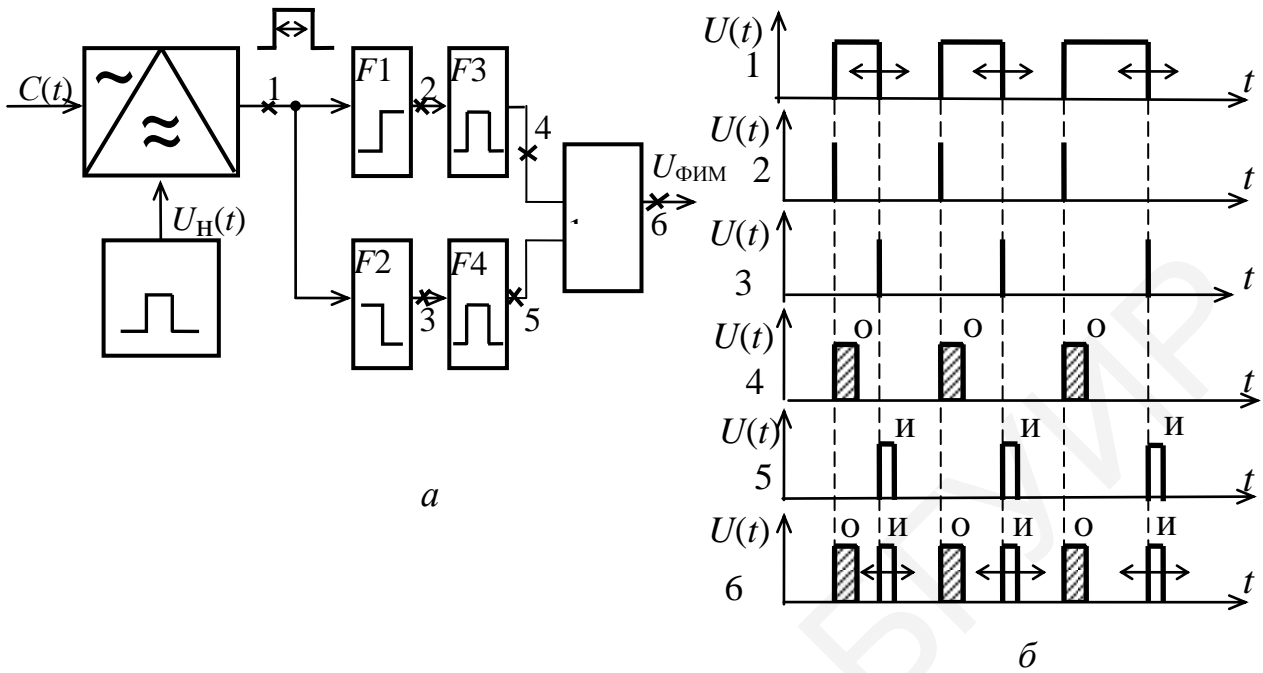


Рисунок 5.57 – Преобразователь ШИМ-сигналов в ФИМ

5.14 Детекторы ФИМ-сигналов

Сигналы ФИМ могут быть демодулированы теми же средствами и методами, что и сигналы ШИМ. Поэтому на практике ФИМ-сигналы перед детектированием преобразуют в ШИМ с помощью устройства, структурная схема которого приведена на рисунке 5.58, а, а временные диаграммы работы – на рисунке 5.58, б, где СОИ – селектор опорных импульсов, СИИ – селектор информационных импульсов.

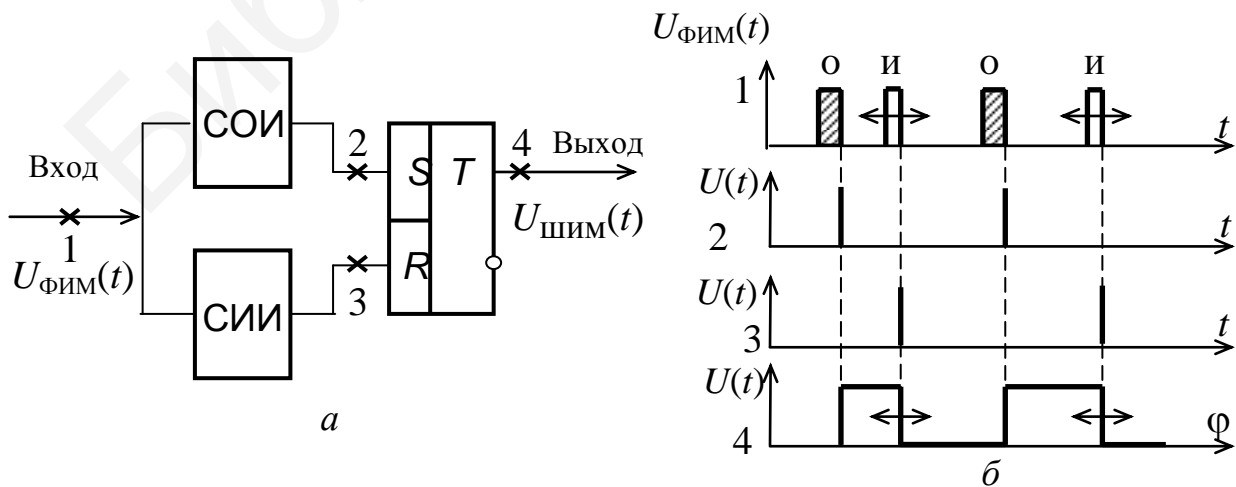


Рисунок 5.58 – Преобразователь ФИМ-сигналов в ШИМ

Следует отметить, что опорные импульсы могут и не передаваться по каналу связи, тогда их восстановление осуществляется инерционной системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

5.15 Дискретный амплитудный модулятор

Для получения амплитудно-манипулированного сигнала можно использовать ключ (рисунок 5.59, а), выполняющий роль амплитудного модулятора. Принцип работы модулятора поясняет рисунок 5.59, б.

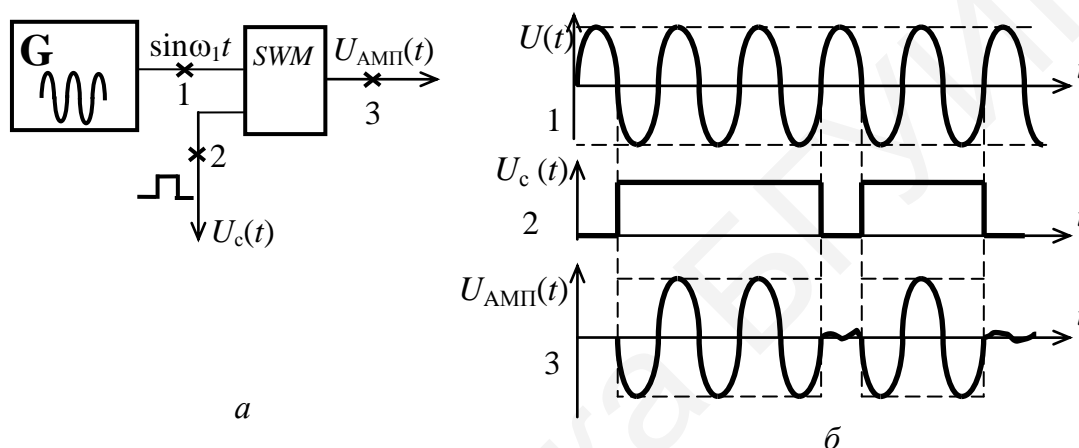


Рисунок 5.59 – Дискретный амплитудный модулятор

5.16 Детектор АМП-сигналов

В качестве демодулятора используется двухполупериодный выпрямитель и фильтр нижних частот (рисунок 5.60, а), который подавляет высшие гармоники выпрямленного сигнала и остатки несущей частоты.

После ФНЧ включено пороговое устройство (ПУ), на выходе которого послышки приобретают прямоугольную форму. Временные диаграммы, иллюстрирующие процесс детектирования АМП-сигнала, представлены на рисунке 5.60, б.

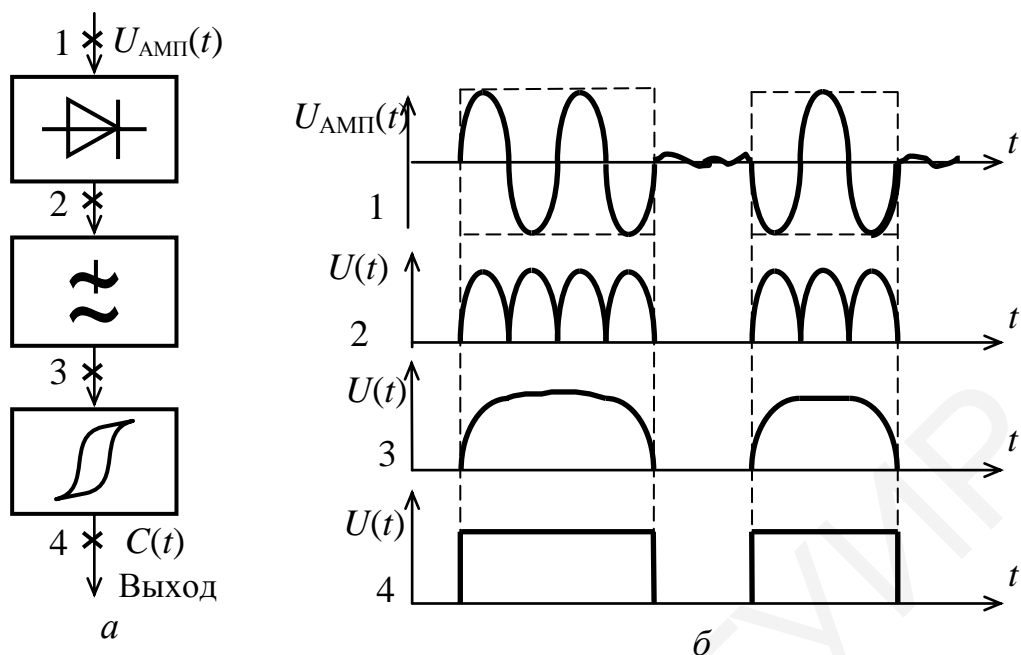


Рисунок 5.60 – Детектор АМ-сигналов

5.17 Модуляторы ЧМ-сигналов

Модуляторы ЧМ-сигналов строятся на базе генераторов гармонических колебаний с непосредственным или косвенным управлением частотой.

5.17.1 Частотный модулятор с непосредственным воздействием на частоту колебаний

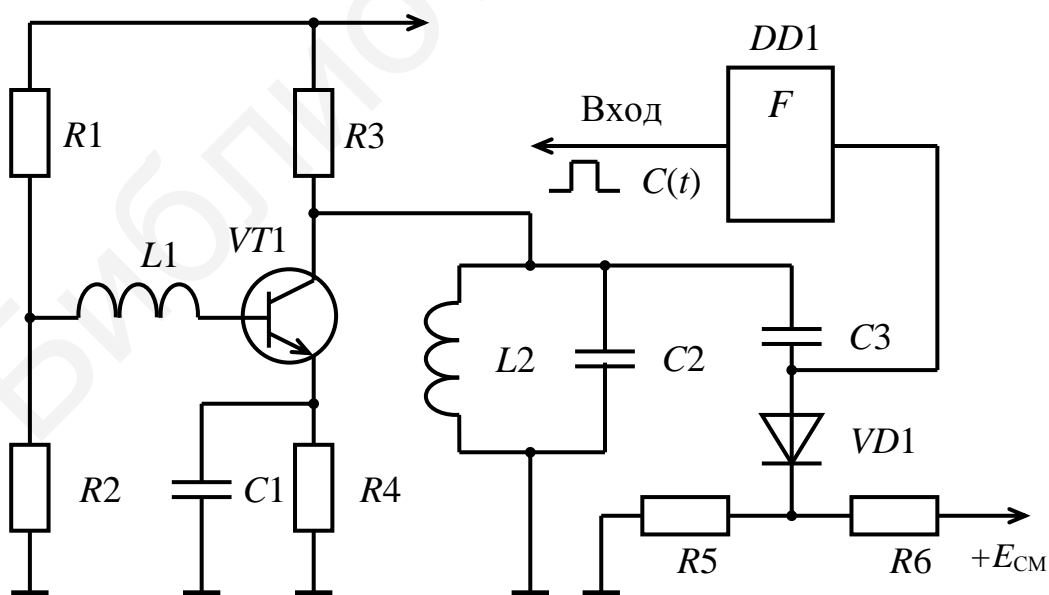


Рисунок 5.61 – Частотный модулятор с непосредственным воздействием на частоту колебаний

При поступлении на вход формирователя $DD1$ логического «0» диод $VD1$ закрыт положительным смещением, снимаемым с резистора $R5$, конденсатор $C3$ отключен от резонансного контура и частота определяется параметрами индуктивности $L2$ и конденсатора $C2$. При поступлении на вход $DD1$ логической «1» диод $VD1$ открывается и конденсатор $C3$ подключается параллельно контуру $L2C2$, что приводит к уменьшению частоты генерируемых колебаний. Основное достоинство данного модулятора – это отсутствие разрыва фазы несущего колебания в точках модуляции, что уменьшает искажения из-за конечной полосы частот канала связи, недостаток – низкая стабильность частоты генерируемых колебаний.

5.17.2 Частотный модулятор дискретного действия

Данные модуляторы находят в настоящее время широкое применение в технике передачи дискретных сообщений вследствие высокой стабильности несущих колебаний и простоты управления. Принцип работы можно пояснить по структурной схеме, приведенной на рисунке 5.62.

На вход вычитающего счетчика поступают импульсы от кварцевого генератора. Коэффициент деления счетчика устанавливается в зависимости от входного сообщения $C(t)$ (логический «0» или логическая «1»). Так как на выходе вычитающего счетчика импульсы будут появляться с большой скважностью, а следовательно, амплитуда первой гармоники будет незначительной, то формирователем импульсов формируется последовательность со скважностью $Q = 2$, из которой ФНЧ выделяется гармонический сигнал, промодулированный по частоте.

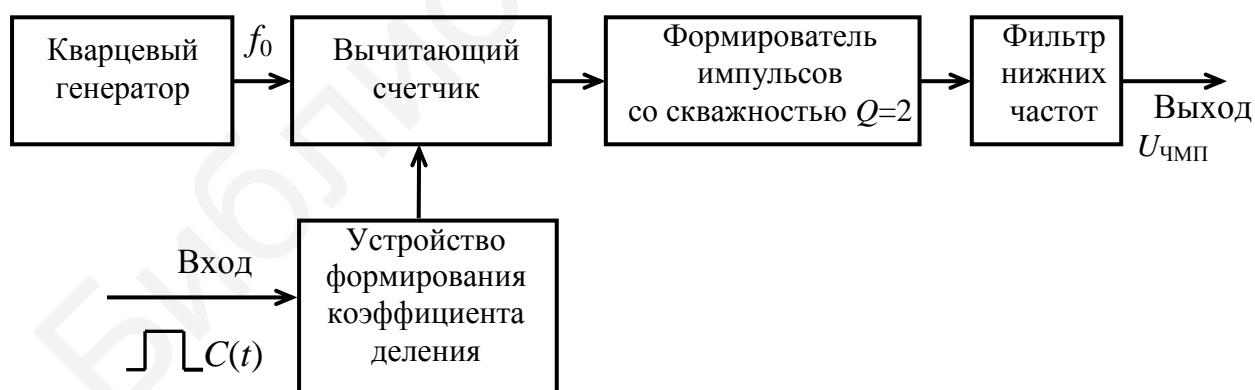


Рисунок 5.62 – Структурная схема частотного модулятора дискретного действия

Более подробно работу данного модулятора рассмотрим на следующем примере. Пусть частота кварцевого генератора $f_0 = 6861$ кГц, частота посылки логической «1» $F_1 = 1,8$ кГц, а частота посылки логического «0» $F_0 = 1,97$ кГц.

Определим коэффициенты деления вычитающего счетчика при передаче логических «1» и «0» соответственно:

$$k_1 = \frac{f_0}{2F_1} = \frac{6861}{2 \cdot 1,8} = 1906, \quad k_0 = \frac{f_0}{2F_0} = \frac{6861}{2 \cdot 1,97} = 1742.$$

Запишем коэффициенты k_1 и k_0 в двоичном неизбыточном коде.

$$k_1 = 0111\ 0111\ 0010, \quad k_0 = 0110\ 1100\ 1110.$$

Из данной записи видно, что для организации вычитающего счетчика необходимо как минимум одиннадцатиразрядный счетчик.

На рисунке 5.63 приведена принципиальная электрическая схема частотного модулятора для рассматриваемого примера. Для правильной работы необходимо соблюдать следующие правила подключения входов D_i счетчиков DD2–DD4.

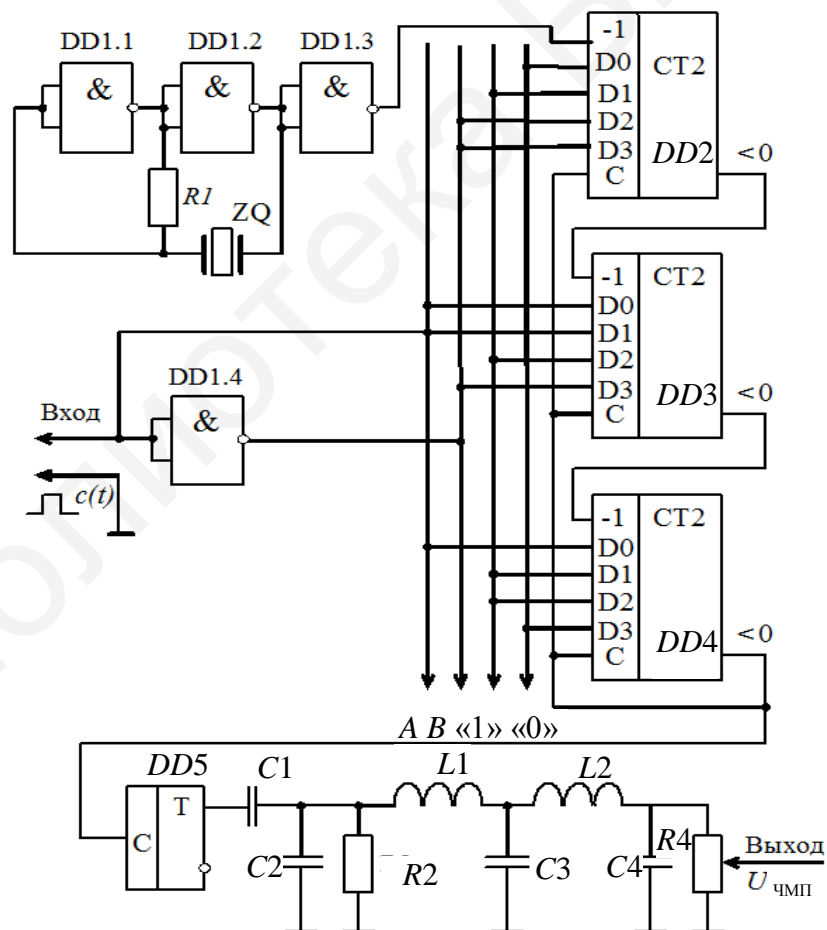


Рисунок 5.63 – Принципиальная электрическая схема частотного модулятора дискретного действия

Если соответствующие разряды в k_1 и k_0 равны единице, то соответствующие им входы D_i счетчиков $DD2$ – $DD4$ подключаются к шине «1», а если – нулю, то – к шине «0». Если разряд в k_1 равен единице, а соответствующий ему в k_0 равен нулю, то соответствующие входы D_i подключаются к шине A , а если наоборот, то – к шине B .

Таким образом, при поступлении на вход сигнала $C(t)$, равного единице, на шине A будет логическая «1», а на шине B – логический «0» и счетчик работает с коэффициентом деления, равным k_1 , что соответствует частоте выходного сигнала $F = 1,8$ кГц. При поступлении на вход сигнала $C(t)$ равного нулю, на шине A будет логический «0», а на шине B – логическая «1» и в счетчике устанавливается коэффициент k_0 , что соответствует частоте выходного сигнала $F = 1,97$ кГц.

5.18 Детекторы ЧМП-сигналов

5.18.1 Частотный детектор при приеме по огибающей

Демодуляторы ЧМП-сигналов могут быть реализованы как на цифровых, так и на аналоговых устройствах. Следует отметить, что последние в настоящее время применяются значительно реже. Один из вариантов аналогового демодулятора использует представление ЧМП-сигнала в виде суммы двух АМП-сигналов. Такая схема получила в литературе название двухполосной схемы приема по огибающей. Принцип работы такого демодулятора ясен из приведенной на рисунке 5.64 структурной схемы и временных диаграмм (рисунок 5.65).

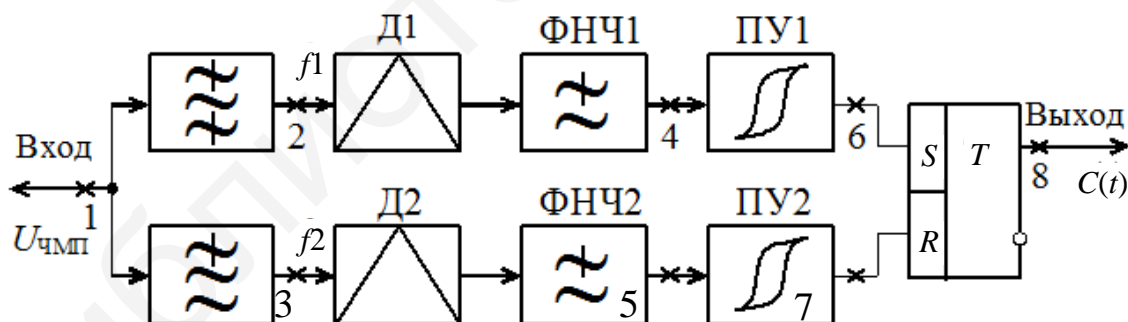


Рисунок 5.64 – Демодулятор ЧМП-сигнала при приеме по огибающей

В верхнем тракте демодулятора выделяется огибающая сигнала с частотой f_1 , в нижнем – с частотой f_2 . В каждом из трактов имеются амплитудные детекторы D_1 и D_2 , фильтры нижних частот и пороговые устройства $ПУ_1$ и $ПУ_2$, которые управляют работой триггера.

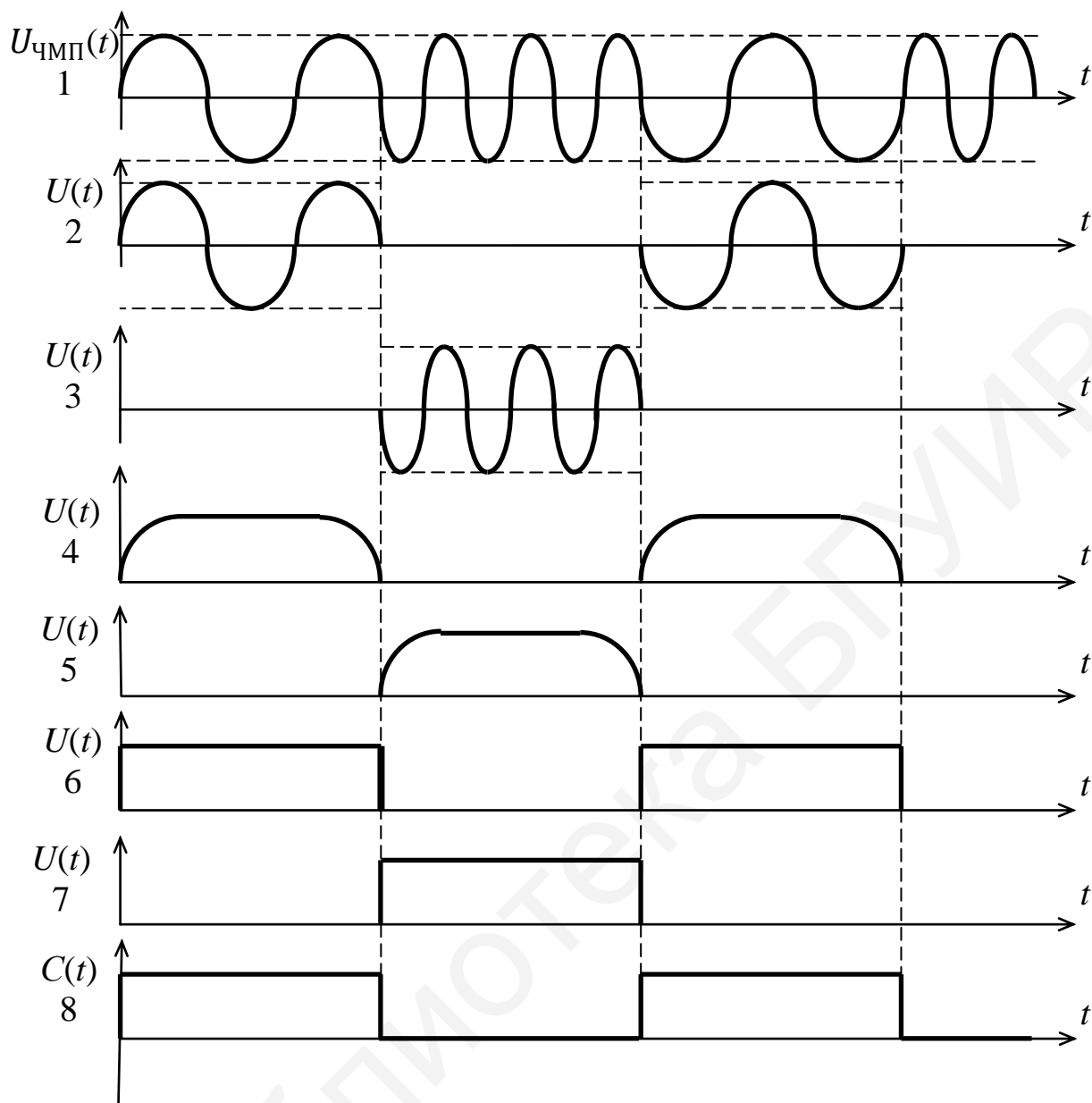


Рисунок 5.65 – Временные диаграммы частотного демодулятора при приеме по огибающей

5.18.2 Частотный детектор дискретного действия

Во многих цифровых частотных демодуляторах реализуется принцип классификации принимаемых сигналов по частоте на основе измерения длительности полупериода (периода) принимаемого сигнала.

На рисунке 5.66 приведена структурная схема такого частотного детектора.

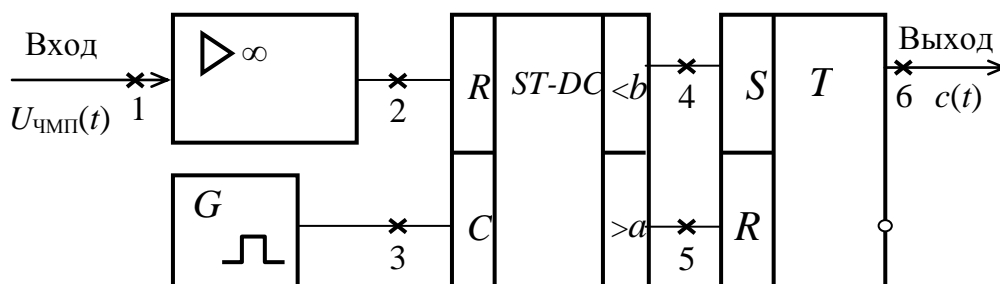


Рисунок 5.66 – Частотный детектор дискретного действия

Входной ЧМП-сигнал (рисунок 5.67) поступает на усилитель-ограничитель, на выходе которого получается последовательность прямоугольных импульсов переменной длительности. Положительными импульсами счетчик устанавливается в исходное положение. Счетчик содержит в себе две декодирующие схемы для фиксации двух временных зон: одной – при количестве тактовых импульсов на интервале одного полупериода входного колебания, меньшем некоторого значения b , и второй – при количестве тактовых импульсов на интервале одного полупериода входного колебания, большем некоторого значения a , причем $a > b$. Указанные зоны выбираются такими, чтобы можно было четко различать периоды колебаний двух значащих частот.

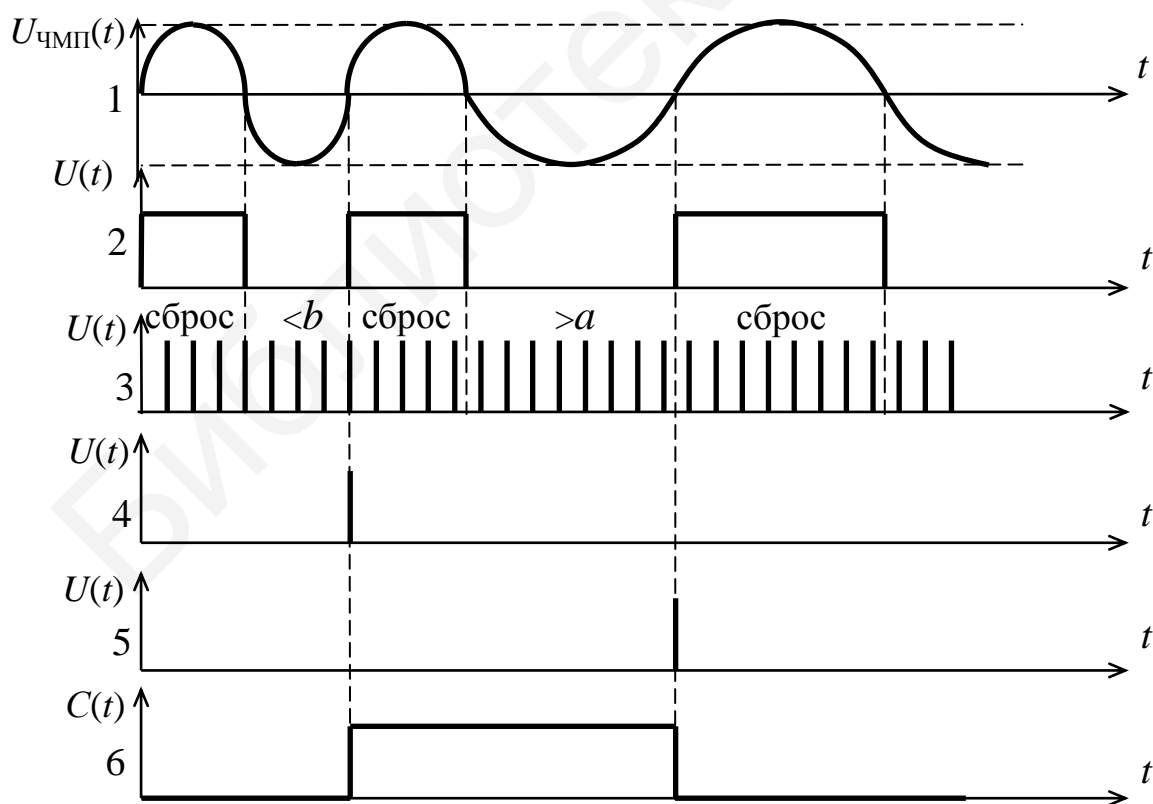


Рисунок 5.67 – Временные диаграммы работы частотного детектора дискретного действия

Выходы схем декодирования подключаются к входам триггера, посредством которого восстанавливаются посылки постоянного тока. Частота тактовых импульсов выбирается такой, чтобы обеспечивалась достаточно четкая фиксация значащих частот f_1 и f_2 . Если на полупериоде ЧМП-сигнала число тактовых импульсов, подсчитанных счетчиком $ST-DC$, окажется больше b , но меньше a , то триггер восстановления переданной последовательности посылок сохраняет состояние, в котором он находился на фазы предыдущем интервале.

Из рассмотрения принципа работы демодулятора следует, что восстановленные посылки могут по длительности отличаться от переданных посылок на величину периода ЧМП-сигнала. И, кроме того, рассматриваемый детектор целесообразно применять, когда частота модуляции значительно меньше частоты несущего колебания.

Разновидностью метода измерения длительности полупериода (периода) принимаемого сигнала является метод измерения разности набега фазы текущего несущего колебания относительно фазы предшествующего периода.

5.19 Модуляторы ФМП-сигналов

Осуществить модуляцию фазы на передаче можно различными путями. Одна из простейших схем приведена на рисунке 5.68. Несущая частота подается на первичную обмотку трансформатора $T1$, а напряжение двоичных посылок – в средние точки трансформаторов $T1$ и $T2$.

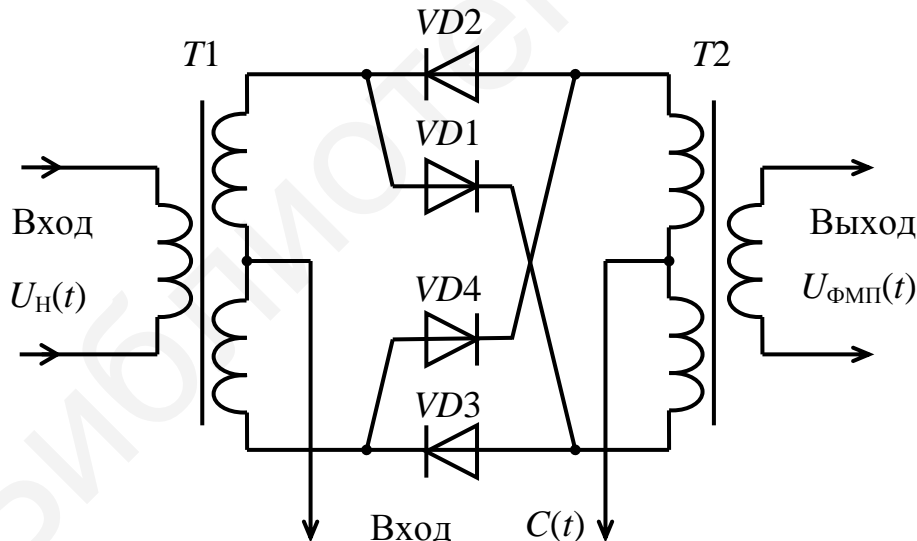


Рисунок 5.68 – Схема фазового модулятора

При напряжении двоичных сигналов, большем, чем напряжение несущей, диоды $VD1$ и $VD2$ будут являться электронными ключами, управляемыми только напряжением этих сигналов. В таких условиях сопротивление открытых диодов можно принять равным нулю, а сопротивление закрытых диодов – бесконечности. Учитывая сказанное, по схеме легко проследить, что при

поступлении положительной посылки диоды $VD1$ и $VD4$ открыты, а диоды $VD2$ и $VD3$ закрыты. В случае поступления отрицательной посылки откроются диоды $VD2$ и $VD3$ и, наоборот, закроются диоды $VD1$, $VD4$. Легко видеть, что при переходе от одной полярности посылки к другой фаза сигнала поворачивается на выходе схемы на 180° .

В схеме, представленной на рисунке 5.69, изменение фазы на 180° осуществляется фазовращателем, а коммутация двух колебаний несущей частоты ($\sin(\omega_1 t)$ и $\sin(\omega_1 t + \pi)$) – модулирующим сообщением.

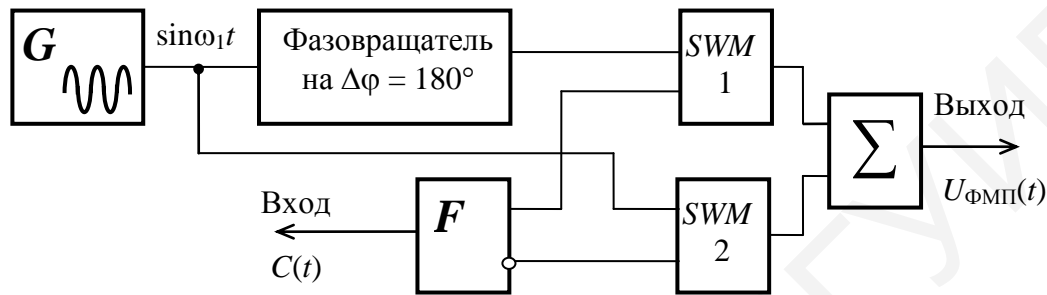


Рисунок 5.69 – Фазовый модулятор дискретного действия

Для формирования ОФМП-сигнала (см. подраздел 4.2.1) необходимо на входе фазового модулятора установить устройство, преобразующее прямой код (сообщение $C(t)$) в относительный (рисунок 5.70).

Тактовые импульсы поступают на схему совпадения в моменты, соответствующие серединам единичных элементов сигнала. При совпадении обеих последовательностей на выходе схемы совпадения появляются единичные импульсы, которые переводят триггер из одного состояния в другое (рисунок 5.70, б). Таким образом, при передаче единичных элементов на выходе триггера каждый раз появляется фронт модулирующего сигнала, который и изменяет фазу носителя.

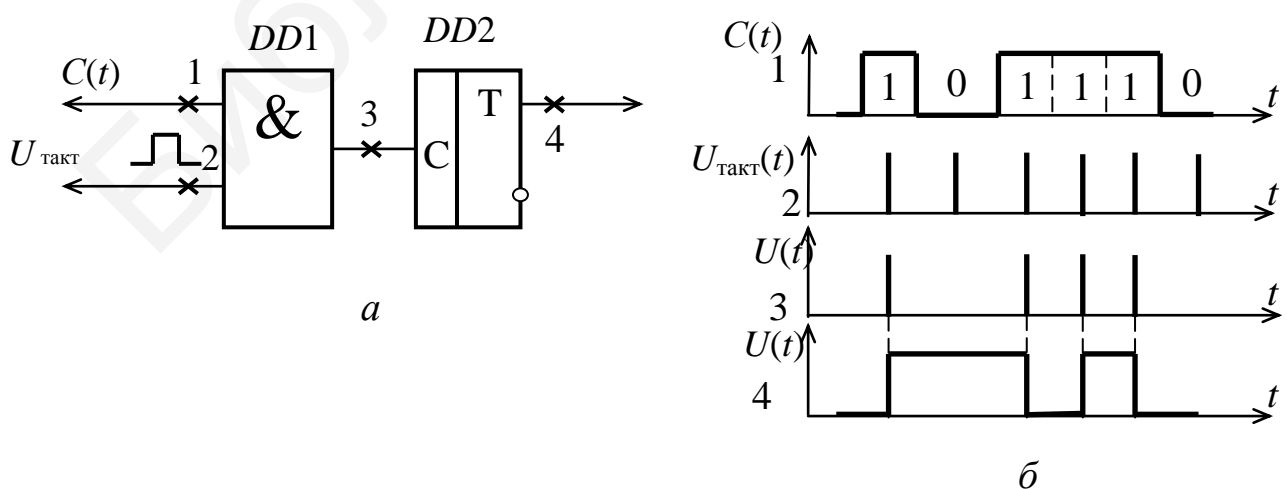


Рисунок 5.70 – Преобразователь прямого кода в относительный

5.20 Детекторы ФМП-сигнала

На практике широкое распространение для детектирования ФМП-сигнала нашли схемы балансного и кольцевого преобразователя частоты. Простейшая схема детектора, использующего кольцевой преобразователь частоты, показана на рисунке 5.71, а временные диаграммы его работы – на рисунке 5.72.

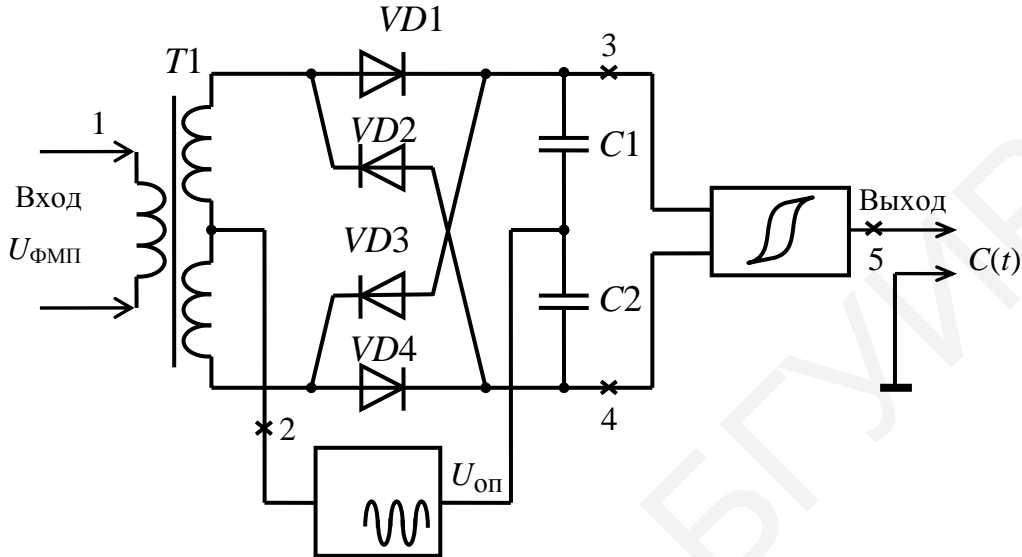


Рисунок 5.71 – Схема фазового детектора

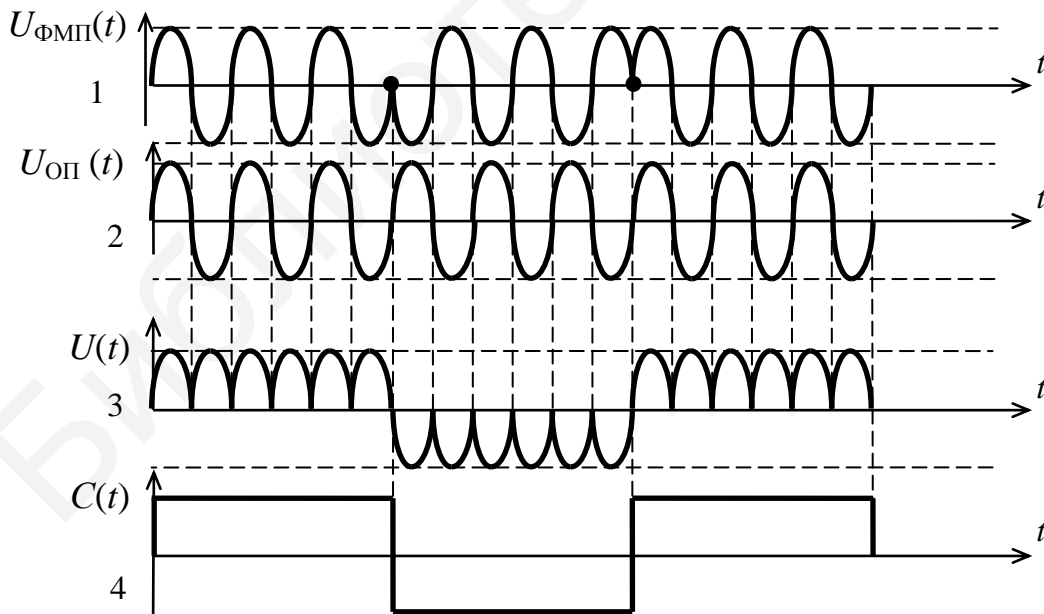


Рисунок 5.72 – Временные диаграммы работы фазового детектора

Представленная схема фазового детектора основана на использовании классического фазового демодулятора, состоящего из перемножителя и фильтра нижних частот. Однако наличие таких фильтров не всегда является желательным. Тогда используются фазовые различители, обладающие пороговыми свойствами и не имеющие линейных схем.

5.20.1 Фазовые детекторы дискретного действия

Входной сигнал с выхода усилителя-ограничителя (рисунок 5.73) подается на входы двух схем И ($DD1, DD2$), а на вторые входы этих схем подаются две последовательности импульсов, соответствующие фронтам несущего колебания, но сдвинутые на полпериода $U_{Н1}$ и $U_{Н2}$ (рисунок 5.74). Посредством этих импульсов осуществляется стробирование импульсов предварительно ограниченного входного сигнала. Демодулированные импульсы снимаются с выхода триггера $DD3$.

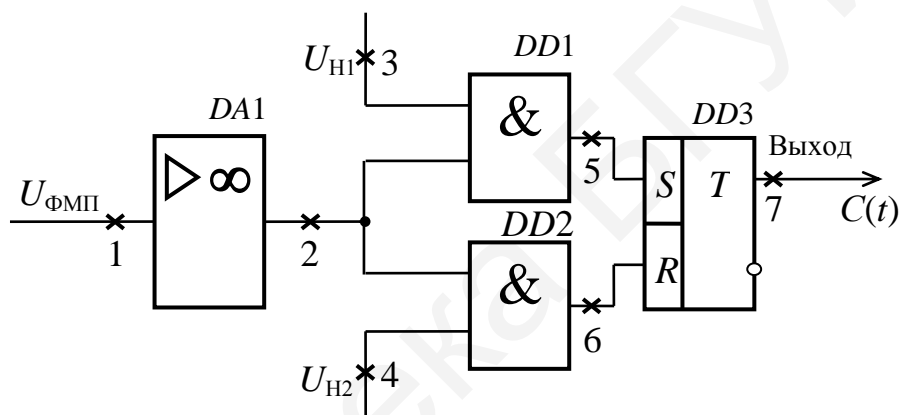


Рисунок 5.73 – Фазовый различитель

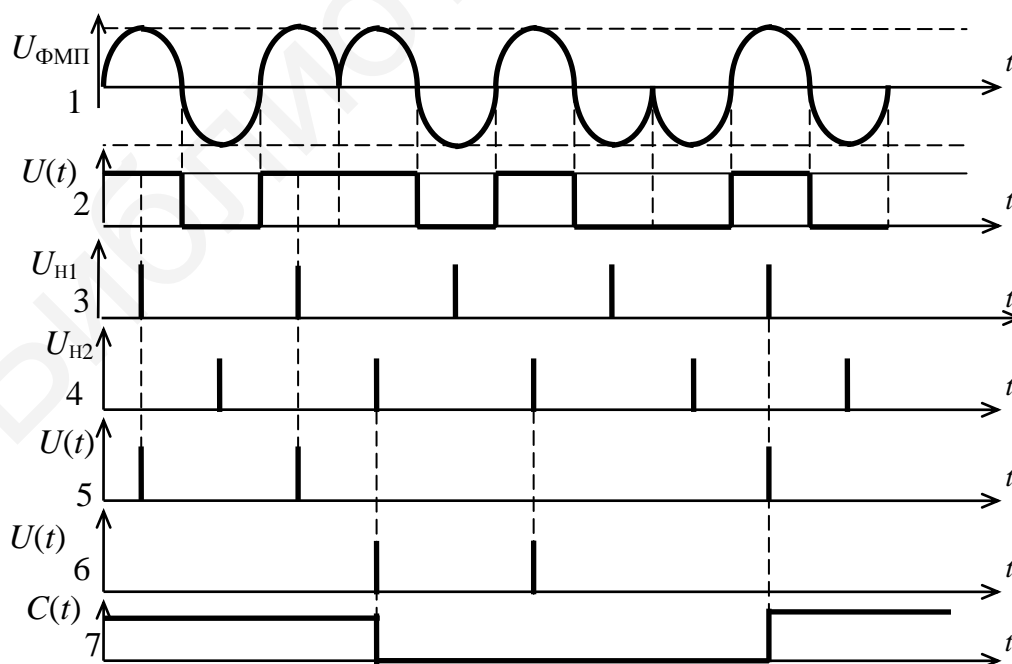


Рисунок 5.74 – Временные диаграммы работы фазового различителя

Одной из основных проблем при демодуляции ФМП-сигнала является проблема получения опорного напряжения. В качестве опорного напряжения можно использовать: напряжение высокостабильного местного генератора; пилот-сигнал, передаваемый по специальному каналу от передатчика; напряжение, выделяемое из рабочего сигнала.

Даже при выборе достаточно стабильного местного генератора его частота будет отличаться от частоты несущей, что приводит к накапливанию расхождения фаз несущей и опорного напряжения. В худшем случае сдвиг по фазе между опорным напряжением и несущей становится равным 180° , при этом все элементы принимаются «наоборот» («0» вместо «1» и «1» вместо «0»), или, как говорят, возникает явление «обратной работы». Второй способ не нашел широкого применения из-за необходимости выделения для передачи пилот-сигнала полосы частот и мощности за счет рабочего сигнала, что приводит к ухудшению условий передачи рабочего сигнала. Наибольшее распространение получил третий способ, основанный на эффекте «снятия модуляции».

5.20.2 Формирование опорного напряжения по Пистолькорсу

Один из вариантов схемы выделения опорного напряжения из принимаемого сигнала приведен на рисунке 5.75.

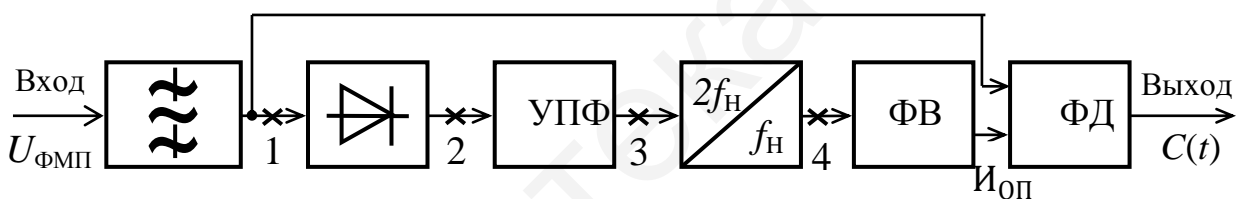


Рисунок 5.75 – Схема выделения опорного напряжения

Выпрямитель устраняет фазовую модуляцию. Выпрямленный сигнал является периодическим с периодом $T=1/2f_H$, т. е. частота первой гармоники равна удвоенной частоте несущей. Поэтому после выделения узкополосным полосовым фильтром УПФ частоты $2f_H$ она подается на делитель частоты с коэффициентом деления, равным двум. Для уменьшения уровня помех на выходе фильтра его полоса пропускания должна быть, возможно, меньше. Однако следует предусмотреть возможность ухода частоты несущей на передаче относительно ее номинального значения. Фазовращатель (ФВ) обеспечивает компенсацию фазовых сдвигов, возникающих в схеме выделения опорного напряжения, что позволяет получить когерентное опорное напряжение. Процесс получения опорного напряжения поясняется временными диаграммами на рисунке 5.76.

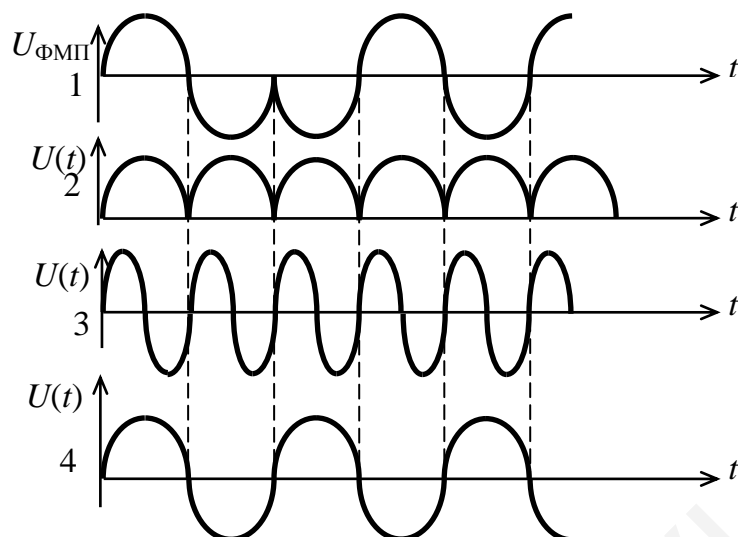


Рисунок 5.76 – Временные диаграммы, иллюстрирующие процесс получения опорного напряжения

5.20.3 Фазовращатель

Устройство, представленное на рисунке 5.77, предназначено для изменения фазы гармонического сигнала в диапазоне от 0 до 180° при изменении управляющего напряжения ($U_{упр}$) от -1 до $+1$ В.

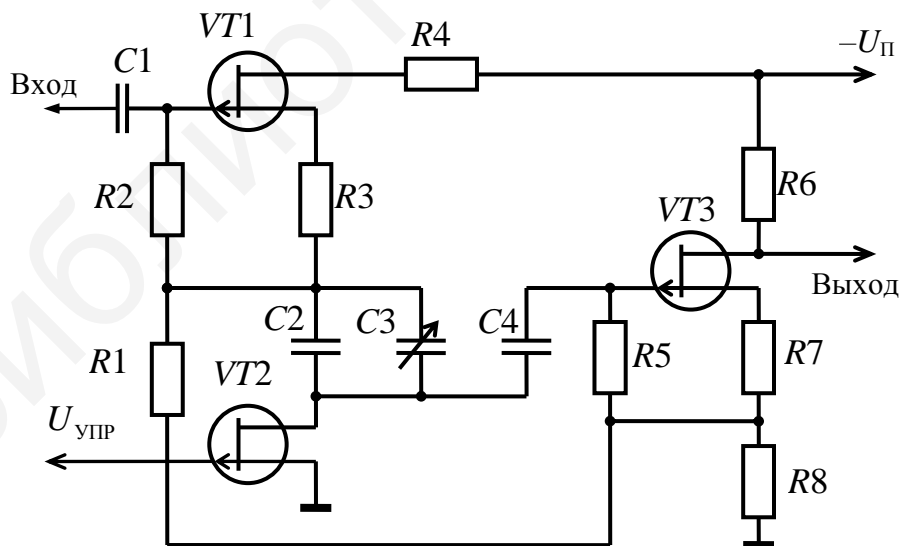


Рисунок 5.77 – Фазовращатель на полевых транзисторах

В основу фазовращателя положен мост, выполненный на элементах $R2$, $R8$, $C2$, $C3$, $VT2$. В качестве управляющего элемента используется полевой транзистор $VT2$, сопротивление которого меняется в зависимости от управляющего сигнала. Кроме того, включение этого транзистора в исток транзистора $VT1$ обеспечивает большое сопротивление для входного сигнала. Выходной сигнал фазовращательного моста подается на затвор транзистора $VT3$.

5.21 Демодуляторы M -ичной амплитудной манипуляции

На рисунке 5.78 приведена структурная схема оптимального (в смысле минимальной средней вероятности ошибки при демодуляции) символа (элемента) сообщения когерентного демодулятора МАМП-сигналов [37].

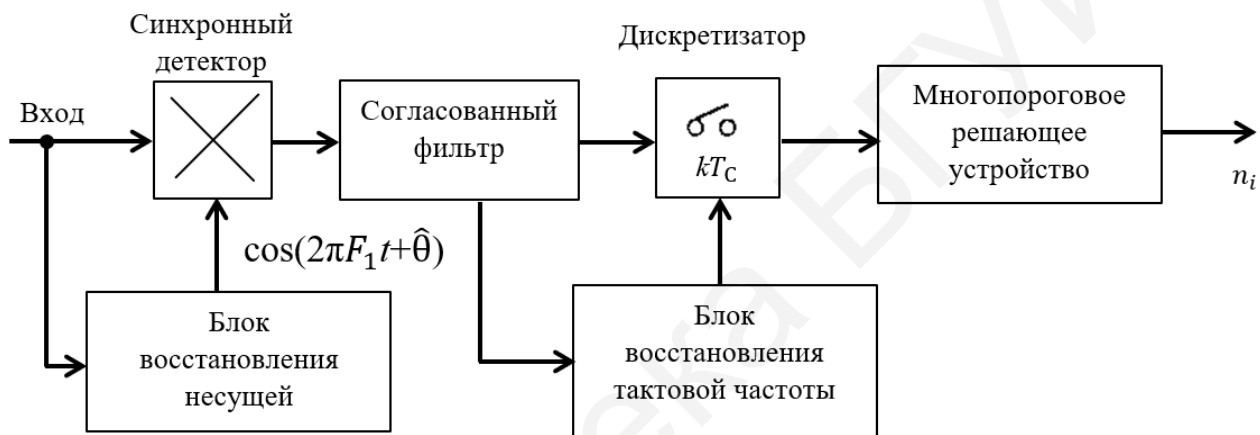


Рисунок 5.78 – Структурная схема оптимального когерентного демодулятора МАМП-сигналов

Она содержит когерентный (синхронный) детектор, согласованный фильтр, дискретизатор, многопороговое решающее устройство. В многопороговом решающем устройстве производится сравнение текущего отсчета выходного сигнала согласованного фильтра с возможными значениями, соответствующими переданным символам, и выносится решение в пользу ближайшего.

В демодулятор включены два вспомогательных элемента: блоки восстановления несущей и тактовой частоты. Первый служит для формирования опорного напряжения для когерентного (синхронного) детектора, второй – для формирования последовательности стробирующих импульсов с частотой следования символов, моменты появления которых должны совпадать с моментами достижения максимального значения выходными сигналами согласованного фильтра, т. е. тактовыми моментами времени kT_c .

5.22 Демодуляторы M -ичной фазовой манипуляции

Структурная схема оптимального когерентного демодулятора 4ФМП-сигналов (наиболее простого) изображена на рисунке 5.79. Демодулятор по существу представляет параллельное соединение двухкогерентных демодуляторов 2ФМП-сигналов, в которых решение относительно двоичных сигналов передаваемого сообщения выносится независимо путем определения знака отсчетов квадратурных составляющих принимаемых сигналов. В общем случае решения относительно переданных символов сообщения на основе анализа отсчетов квадратурных составляющих принимаемых сигналов должно выноситься совместно. Вместо обычных знаковых компараторов необходимо использовать в каждом канале многопороговые решающие устройства и логическую схему, обеспечивающую однозначное восстановление исходных символов сообщения. С помощью этих элементов осуществляется разбиение двумерного сигнального пространства на секторы шириной $2\pi/M$ и проверка на принадлежность принятого сигнального вектора тому или иному сектору.

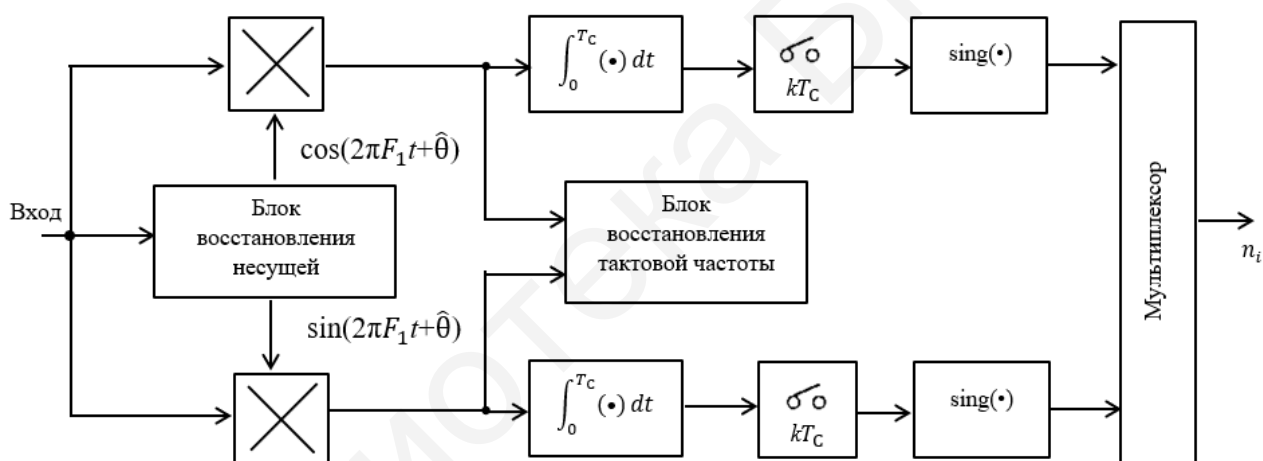


Рисунок 5.79 – Структурная схема оптимального когерентного демодулятора 4ФМП-сигналов

Этот же принцип проверки по секторам можно реализовать в несколько иной форме, анализируя лишь фазу принятого сигнального вектора и сравнивая ее с возможными значениями фазы сигнальных векторов в двумерном сигнальном пространстве. В качестве истинного значения фазы, а следовательно, и символа переданного сообщения принимается то, которое «ближе всего» расположено к значению фазы принятого сигнального вектора. Оптимальное оценивание фазы принятого сигнального вектора осуществляется в соответствии с алгоритмом

$$Z_k = \arctg\left(\frac{Q_k}{I_k}\right), \quad (5.44)$$

$$\hat{\theta}_k = Z_k \bmod 2\pi. \quad (5.45)$$

Структурная схема когерентного демодулятора многопозиционных фазоманипулированных сигналов (МФМП) реализующего алгоритм (5.45), изображена на рисунке 5.80.

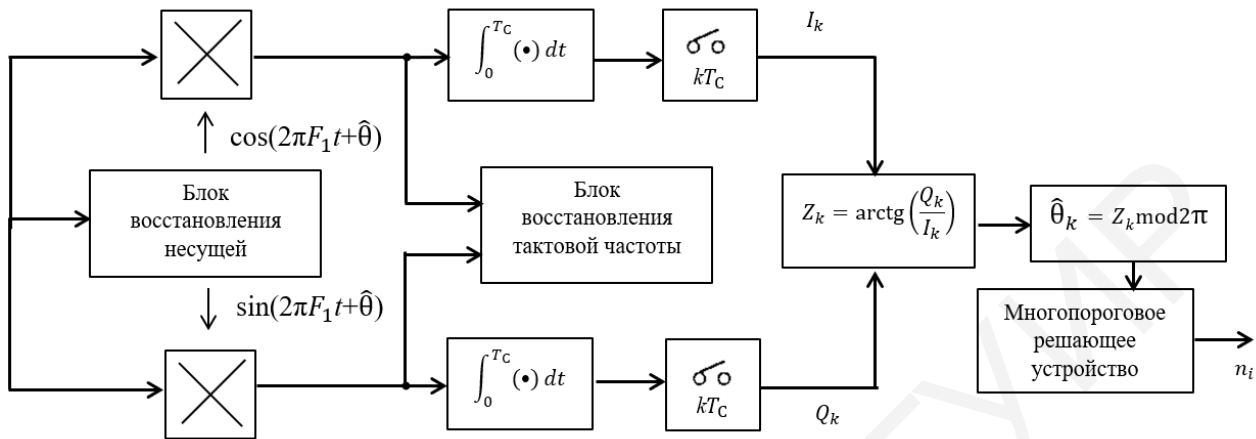


Рисунок 5.80 – Структурная схема когерентного демодулятора МФМП-сигналов

Иногда на практике возникает необходимость в демодуляции ФМП-сигналов без когерентного опорного сигнала. Это прежде всего связано с ограничениями на сложность реализации демодулятора и на время, затрачиваемое на восстановление несущей с требуемой точностью, либо с невозможностью формирования когерентного опорного сигнала из-за значительных фазовых возмущений, вносимых аппаратурой приемопередающего тракта и средой распространения сигналов.

Один из подходов, позволяющих осуществить демодуляцию ФМП-сигналов без когерентного опорного сигнала, заключается в использовании в качестве последнего сигнала, принимаемого в интервале времени $(k-1)T_c$, который предшествует текущему. Таким образом, если последовательность символов передаваемого сообщения предварительно подвергнута относительному кодированию в модуляторе передатчика, то, анализируя разность фаз сигналов, принимаемых в смежных интервалах времени $(k-1)T_c$ и kT_c , в демодуляторе приемника принципиально возможно восстановить исходные символы передаваемого сообщения и устранить фазовую неоднозначность. В этом случае символы передаваемого сообщения отображаются в разностях фаз $\Delta\varphi = \varphi_k - \varphi_{k-1}$, значения которых выбираются из множества

$$\left\{ \frac{2\pi}{M}(i-1) + \varphi_0, i = \overline{1, M} \right\}, \varphi_0 = 0 \text{ или } \pi / M. \quad (5.46)$$

Структурная схема автокорреляционного демодулятора M -ичной манипуляции относительно ФМП (МОФМП)-сигналов для $M = 4$ изображена на рисунке 5.81. Здесь фазовая неоднозначность φ_n может быть устранена, если она остается постоянной по крайней мере на протяжении двух смежных интервалов времени T_c . Эта схема реализует оптимальный по критерию максимального правдоподобия алгоритм оценивания разности фаз принимаемых сигналов на протяжении двух смежных интервалов времени T_c [37].

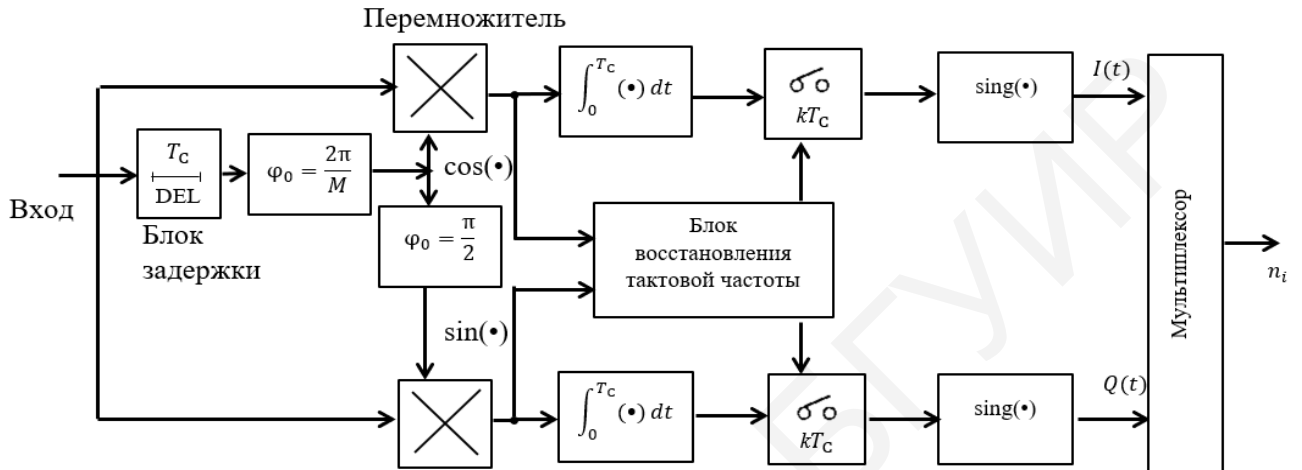


Рисунок 5.81 – Автокорреляционный демодулятор МОФМП-сигналов

Одним из достоинств $\pi/4$ -ОКФМП сигнала является возможность достаточно простой реализации алгоритмов некогерентной демодуляции. Структурная схема автокорреляционного демодулятора $\pi/4$ -ОКФМП сигналов представлены на рисунке 5.82.

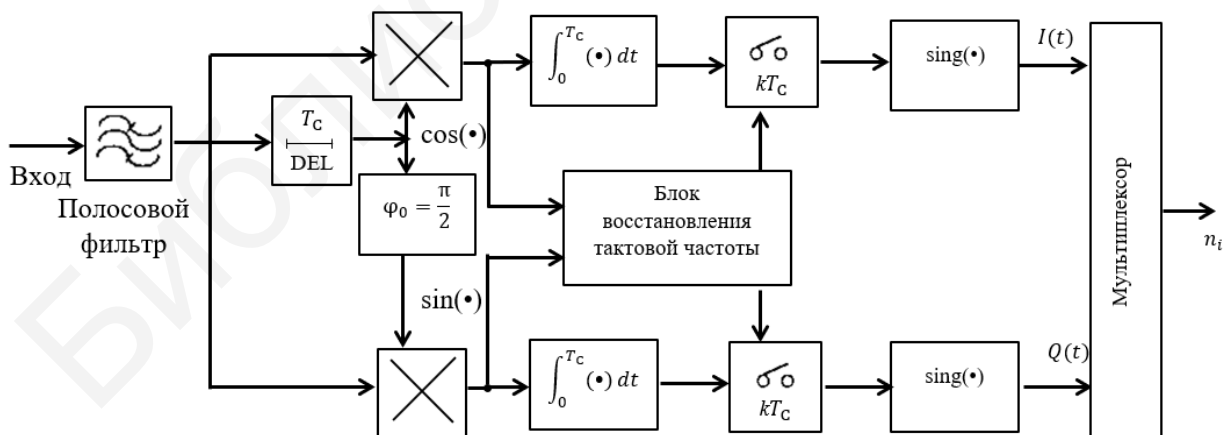


Рисунок 5.82 – Структурная схема автокорреляционного демодулятора $\pi/4$ -ОКФМП сигналов

Демодуляции с автокорреляционным преобразованием не требуют предварительного восстановления несущей. Это особенно важно для каналов связи с доплеровским сдвигом частоты и быстрыми рэлеевскими замираниями.

Алгоритмы некогерентной демодуляции с автокорреляционным преобразованием сигналов со смещенной относительной квадратурной манипуляцией реализуются сложнее.

Структурные схемы демодуляторов, реализующих алгоритмы некогерентной демодуляции $\pi/4$ -ОКФМП сигналов, изображены на рисунках 5.82 и 5.83. Первая является чисто автокорреляционной, вторая – квадратурной с автокорреляционным преобразованием.

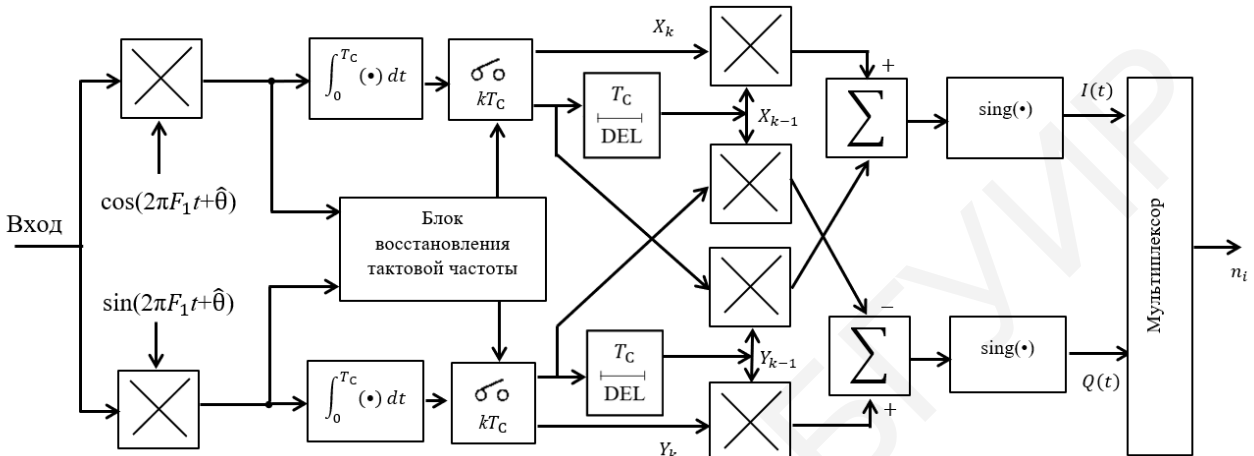


Рисунок 5.83 – Структурная схема некогерентного демодулятора $\pi/4$ -ОКФМП сигналов

5.23 Демодулятор квадратурной амплитудной манипуляции

Структурная схема когерентного демодулятора КАМ-сигналов для создания созвездий прямоугольной конфигурации (рисунок 5.84, Пунктирными линиями указаны границы сигнальных созвездий для различных M), которые обеспечивают простоту технологической реализации устройств модуляции и демодуляции, приведена на рисунке 5.85.

Здесь переданные символы сообщения восстанавливаются путем независимого сравнения выделенных квадратурных составляющих принимаемого сигнала с порогами в двух многопороговых решающих устройствах. Если $\log_2 M$ является четным числом, то структура демодулятора оптимальна в смысле критерия максимального правдоподобия. При нечетном количестве битов, приходящихся на символ сообщения, сигнальные созвездия пересекаются и их сигнальные точки могут принадлежать одной и той же прямоугольной сетке. Исключение составляет случай, когда $M = 8$.

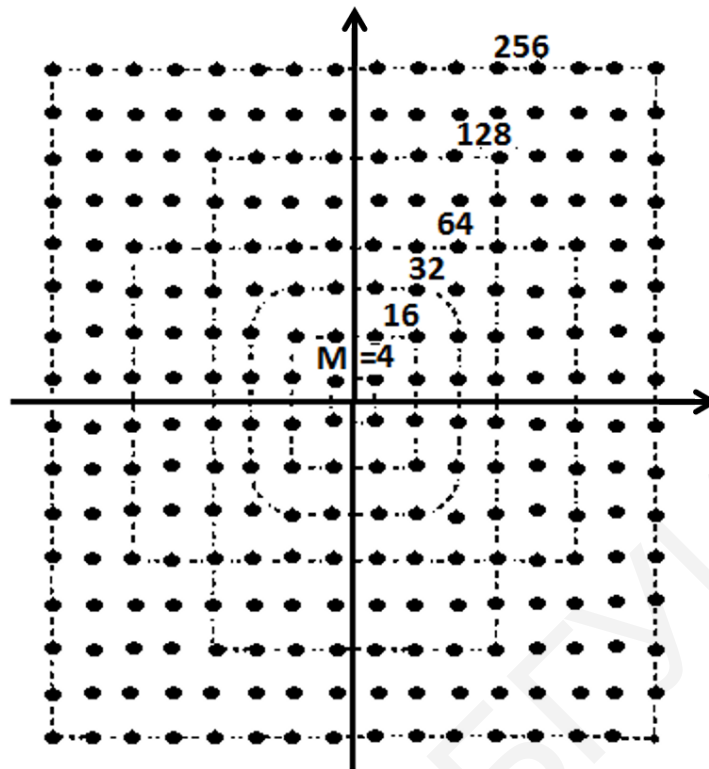


Рисунок 5.84 – Сигнальные созвездия прямоугольной формы КАМ-сигналов

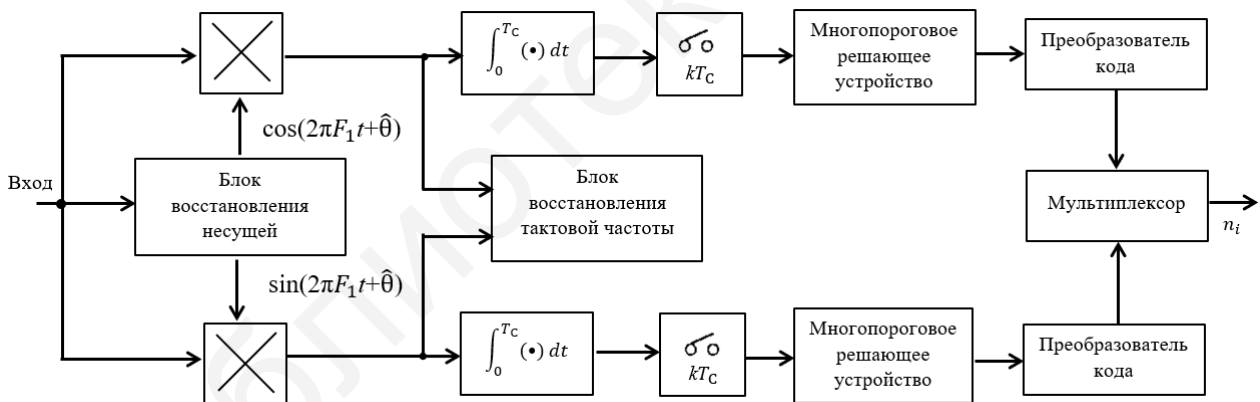


Рисунок 5.85 – Структурная схема когерентного демодулятора КАМ-сигналов

5.24 Демодуляторы многопозиционной частотной манипуляции

Когерентная демодуляция ортогональных ЧМП-сигналов может быть осуществлена с помощью многоканального корреляционного демодулятора, структурная схема которого изображена на рисунке 5.86.

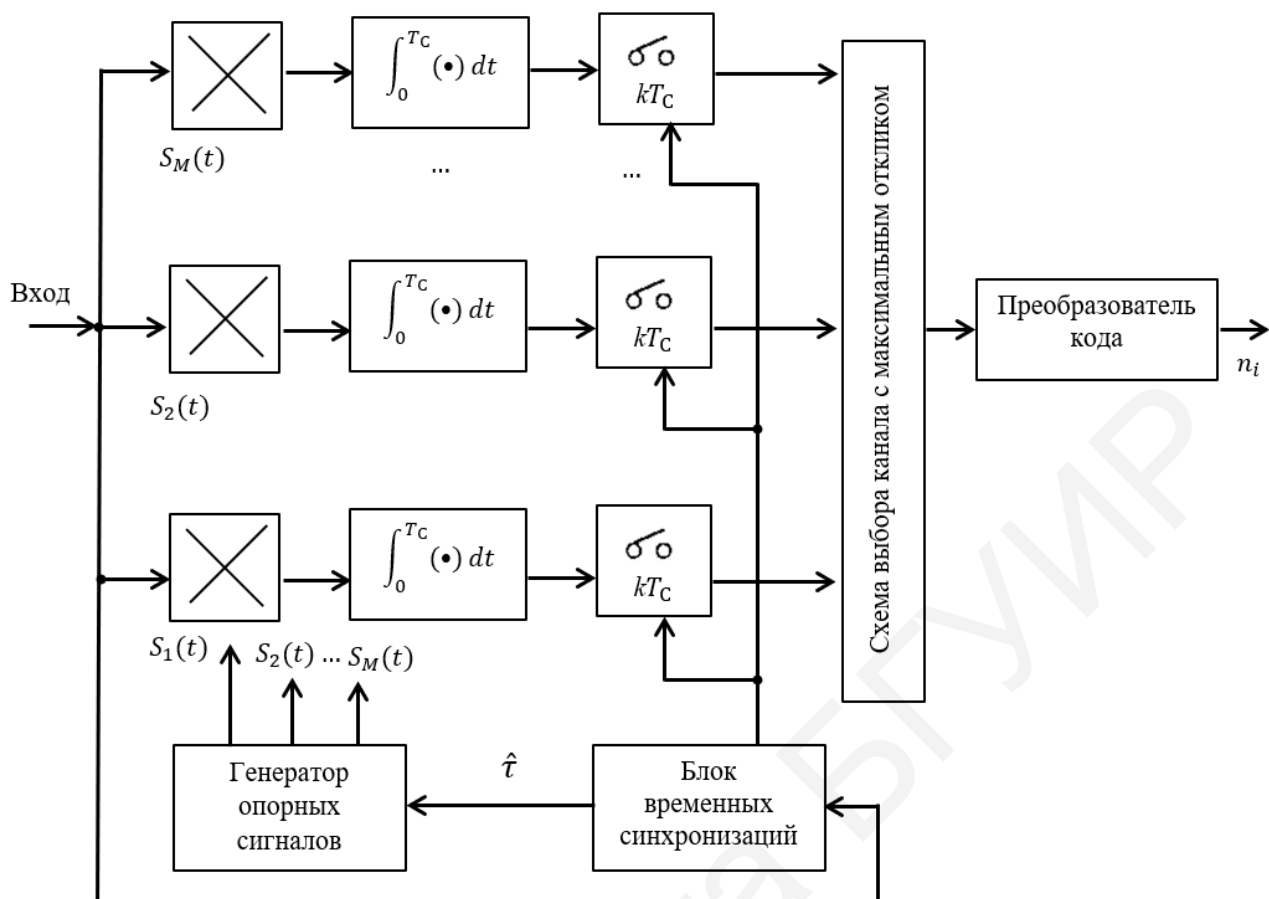


Рисунок 5.86 – Структурная схема когерентного демодулятора M -позиционных ЧМП-сигналов

Этот демодулятор является оптимальным в смысле критерия максимального правдоподобия. Каждый канал демодулятора представляет собой последовательное соединение перемножителя, осуществляющего перемножение входного сигнала на гармонический опорный сигнал $S_i(t) = A \cos 2\pi F_1 t$ соответствующей частоты, и интегратор со сбросом, выполняющий интегрирование произведения в течение интервала времени T_c .

Фактически каждый канал представляет собой вычислитель коэффициента Фурье, а когерентный демодулятор в целом – анализатор Фурье, производящий Фурье-анализ реализаций входного сигнала длительностью T_c .

Поэтому в качестве когерентного демодулятора ЧМ-сигналов можно использовать цифровой Фурье-процессор, реализующий один из алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ-процессор) [37]. Применение БПФ-процессора позволяет отчасти решить проблему сложности реализации многоканального когерентного демодулятора ортогональных ЧМ-сигналов.

Структурная схема оптимального (в смысле критерия максимального правдоподобия) некогерентного демодулятора ЧМ-сигналов изображена на рисунке 5.87. Схема является многоканальной. Каждый канал содержит полосовой согласованный фильтр (ПСФ), настроенный на соответствующую частоту,

и детектор огибающей. Отсчеты огибающих в оптимальные моменты времени сравниваются между собой, и решение выносится в пользу того канала, на выходе которого огибающая в моменты отсчета достигает максимального значения. некогерентный демодулятор ЧМ-сигналов может быть также построен на базе цифрового Фурье-процессора, или процессора, использующего двойное ЛЧМ-преобразование [38].

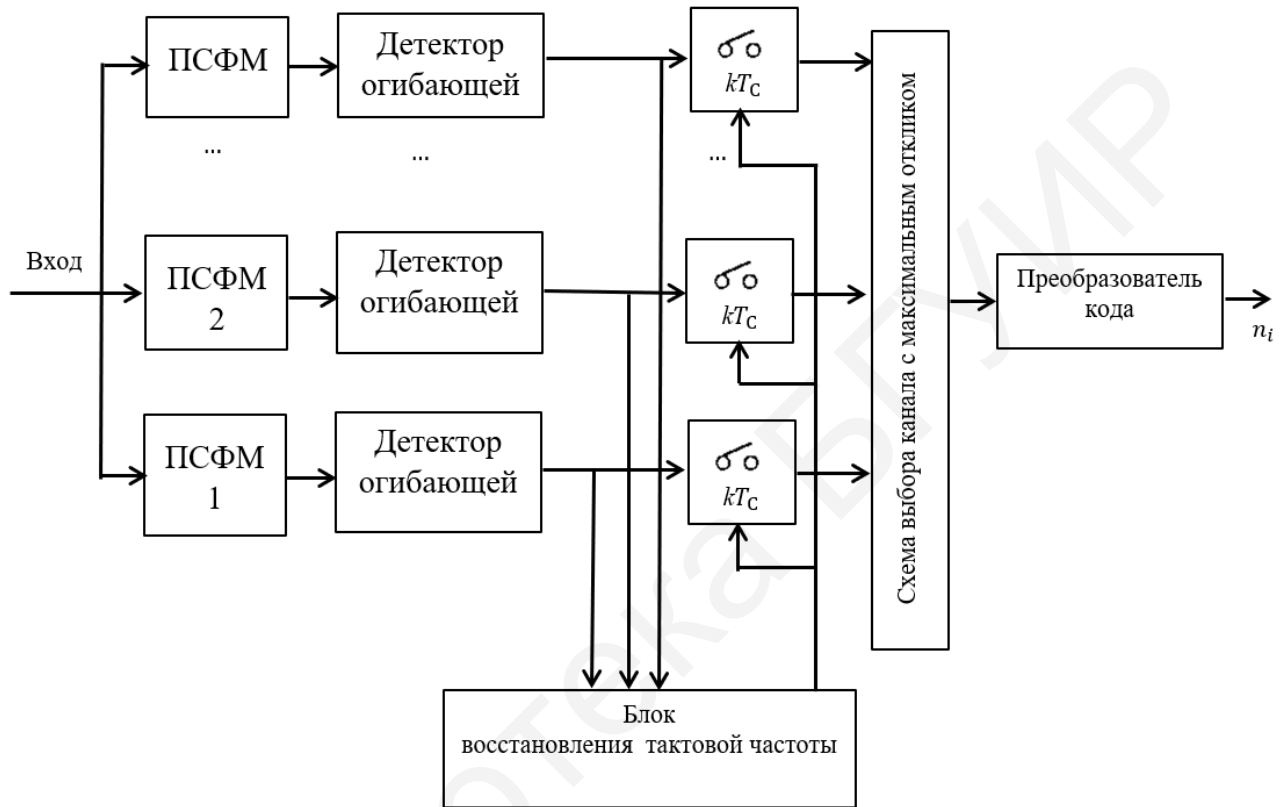


Рисунок 5.87 – Структурная схема некогерентного демодулятора M -позиционных ЧМП-сигналов

Демодуляция ММЧС-сигнала (см. подраздел 4.32) может быть осуществлена с помощью когерентного демодулятора, изображенного на рисунке 5.88. Демодулятор содержит два квадратурных канала, состоящих из перемножителя, интегратора со сбросом и решающего устройства (знакового компаратора). Каждый канал, по существу, реализует оптимальный алгоритм приема двух противоположных сигналов синусоидальной формы. Время интегрирования в интеграторах равно $2T_б$.

Характеристики помехоустойчивости при когерентной демодуляции ММЧС- и КФМ-сигналов оказываются одинаковыми. Некоторые дополнительные энергетические потери могут возникать, если используется относительное кодирование символов передаваемого сообщения. Эти потери практически такие же, как и при когерентной демодуляции сигналов с относительной квадра-

турной фазовой манипуляцией. Если учесть свойство непрерывности фазы ММЧС-сигнала, то для увеличения помехоустойчивости приема можно воспользоваться алгоритмом максимального правдоподобия Витерби [40].

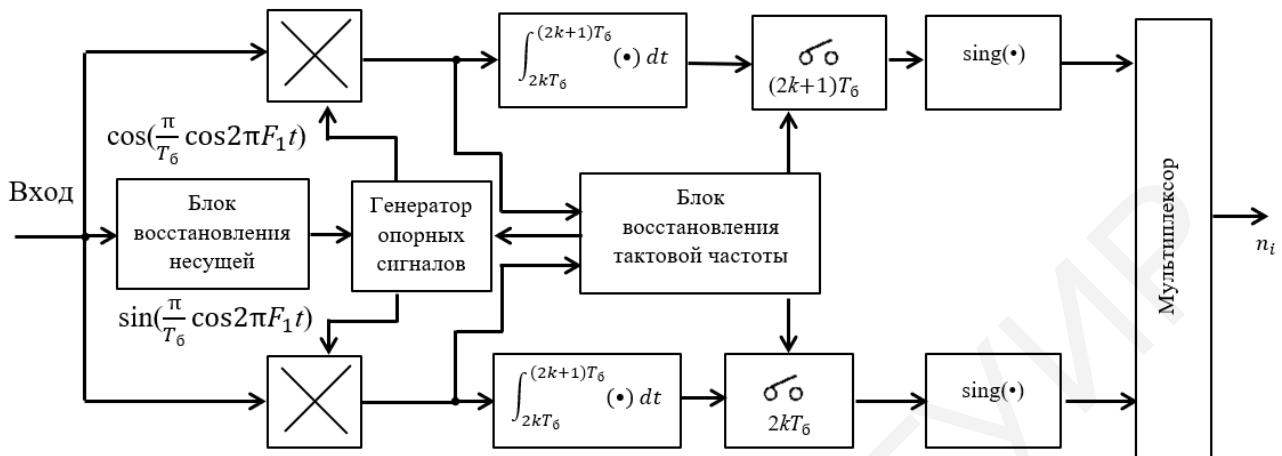


Рисунок 5.88 – Структурная схема когерентного демодулятора ММЧС-сигналов

С другой стороны, если ММЧС-сигнал рассматривать как частный случай сигнала с двоичной частотной модуляцией, то можно использовать алгоритм когерентной демодуляции с посимвольными решениями через каждые T_6 секунд. В этом случае энергетические потери по сравнению с оптимальным алгоритмом когерентной демодуляции будут равны 3 дБ.

Поскольку ММЧС-сигнал относится к классу ЧМП-сигналов, то для его демодуляции могут быть использованы некогерентные алгоритмы. Наиболее простой из них реализуется в виде последовательно включенных амплитудного ограничителя, частотного дискриминатора и интегратора со сбросом. Другие основаны на оценке набега фазы (или некоторой функции от набега фазы) за определенный интервал времени и сравнении с порогом. Длительность интервала анализа набега фазы, как правило, не превышает $2T_6$.

На рисунке 5.89 приведена структурная схема некогерентного демодулятора ММЧС-сигналов с согласованными фильтрами (СФ), реализующего автокорреляционный алгоритм с задержкой на $2T_6$. В этой схеме сигнал с выхода сумматора пропорционален $\cos[\Delta\theta(2T_6)]$ и используется для восстановления символов передаваемого сообщения с помощью знакового компаратора.

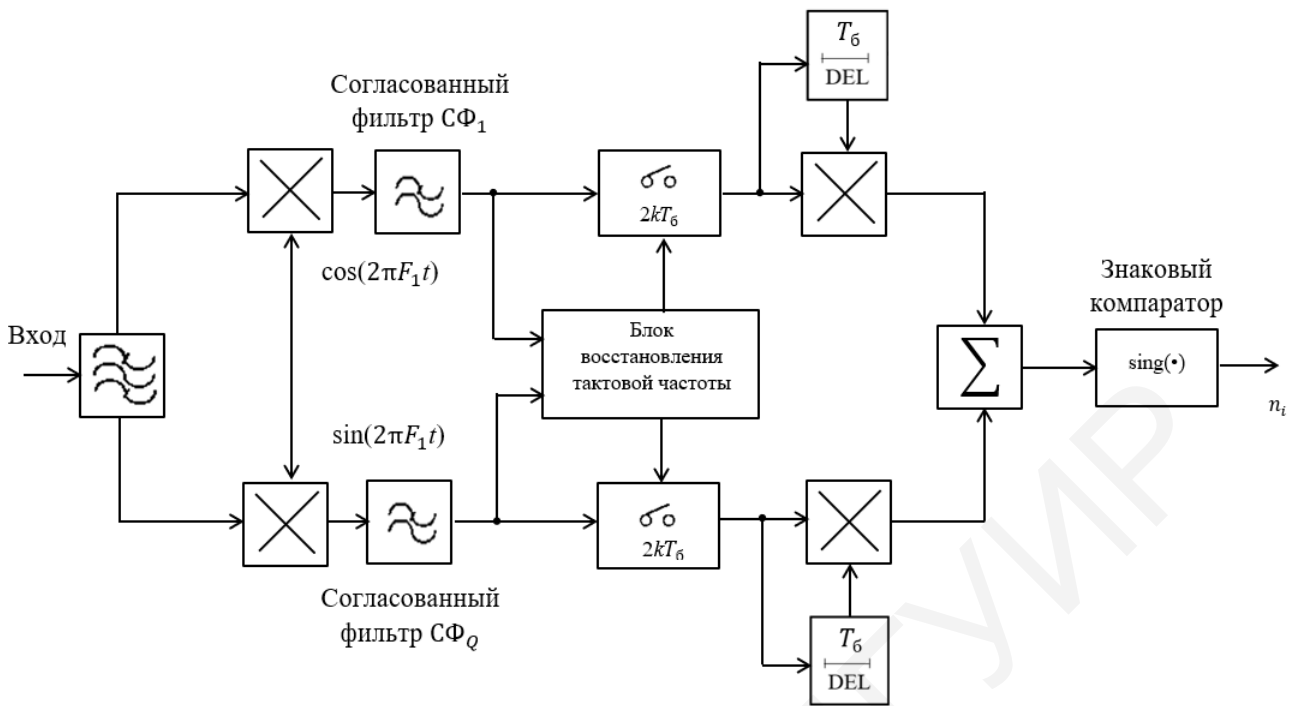


Рисунок 5.89 – Структурная схема некогерентного демодулятора ММЧС-сигналов

Энергетические потери при демодуляции ММЧС-сигнала с помощью частотного дискриминатора составляют 3,6 дБ по отношению к когерентной демодуляции и 6,6 дБ по отношению к оптимальной когерентной демодуляции. Энергетические потери при некогерентной демодуляции с автокорреляционным преобразованием оцениваются значением, характерным для аналогичного алгоритма демодуляции ОКФМ-сигналов.

Для демодуляции ГМЧС-сигнала могут быть использованы те же самые алгоритмы, что и для демодуляции ММЧС-сигнала: когерентные и некогерентные. При когерентной демодуляции может быть использована квадратурная схема, изображенная на рисунке 5.88, где интеграторы со сбросом заменяются квазисогласованными фильтрами нижних частот, а генератор опорных сигналов формирует квадратурные составляющие на частоте несущей $\cos 2\pi F_1 t$ и $\sin 2\pi F_1 t$.

В результате перемножения принимаемого ГМЧС-сигнала

$$x(t) = A[\cos \theta(t) \cos 2\pi F_1 t - \sin \theta(t) \sin 2\pi F_1 t] \quad (5.47)$$

с опорными сигналами и последующей низкочастотной фильтрации выделяются квадратурные составляющие

$$\bar{I}(t) = \frac{A}{2} \cos \theta(t), \quad \bar{Q}(t) = \frac{A}{2} \sin \theta(t). \quad (5.48)$$

В моменты отсчета формируются сигналы

$$\begin{aligned} \frac{A}{2} \cos \theta(2kT_c) &= \pm \frac{A}{2} \pm \delta, \quad k=1, 2, \dots, \\ \frac{A}{2} \sin \theta[(2k-1)T_c] &= \pm \frac{A}{2} \pm \delta, \quad k=1, 2, \dots, \end{aligned} \quad (5.49)$$

где δ – составляющие межсимвольной интерференции.

В знаковых компараторах решения выносятся в соответствии со следующими правилами:

$$\hat{d}_{2k} = \begin{cases} 1, & \frac{A}{2} \cos \theta(2kT_c) \geq 0, \\ 0, & \frac{A}{2} \cos \theta(2kT_c) < 0; \end{cases} \quad (5.50)$$

$$\hat{d}_{2k} = \begin{cases} 1, & \frac{A}{2} \sin \theta[(2k-1)T_c] \geq 0, \\ 0, & \frac{A}{2} \sin \theta[(2k-1)T_c] < 0. \end{cases} \quad (5.51)$$

Поскольку в квадратурных составляющих $\hat{Q}(t)$ и $\hat{I}(t)$ демодулируемого сигнала уровень межсимвольной интерференции оказывается заметно ослабленным по сравнению с ее уровнем в модулирующем сигнале после предмодуляционной фильтрации, то алгоритмы когерентной демодуляции обеспечивают лучшие характеристики помехоустойчивости по сравнению с некогерентными.

При демодуляции ГМЧС-сигнала с помощью частотного дискриминатора выделяется сигнал, пропорциональный производной фазы:

$$\theta'(t) = \hat{b}(t) = K \sum_k d_k V(t - kT_c). \quad (5.52)$$

Отсчеты обычно осуществляются в моменты времени, соответствующие максимальному разрыву глазковой диаграммы. Обычно они выбираются в середине интервала времени T_c . Поэтому

$$\hat{b}(t) = \hat{b}(t - T_c/2) = K[d_0 V(T_c/2) + \sum_{k, k \neq 0} d_k (kT_c + T_c/2)]. \quad (5.53)$$

Из (5.53) следует, что демодулированный сигнал в момент отсчета содержит полезную составляющую и составляющие межсимвольной интерференции, причем соотношение их уровней не зависит от точности установки индекса модуляции. Это является одним из основных преимуществ алгоритма некогерентной демодуляции с помощью частотного дискриминатора.

5.25 Цифровой согласованный фильтр

В подразделе 3.2 [28] рассматривалась основная особенность согласованного фильтра, а именно, что его импульсная характеристика представляет собой запаздывающую версию зеркального отображения (поворота относительно оси $t = 0$) входного сигнала. Таким образом, если сигнал равен $s(t)$, его зеркальное отображение имеет вид $s(-t)$, а зеркальное отображение, запаздывающее на T секунд, имеет вид $s(T-t)$. Следовательно, импульсная характеристика $h(t)$, соответствующая сигналу $s(t)$, будет равна

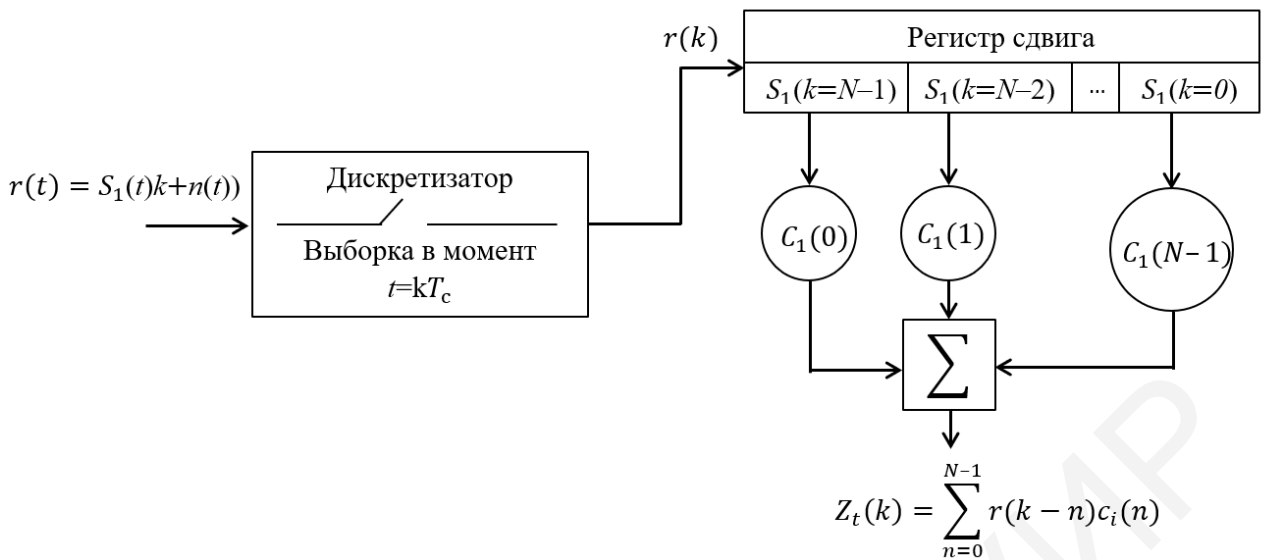
$$h(t) = \begin{cases} s(T-t), 0 \leq t \leq T, \\ 0 \text{ для других } t. \end{cases} \quad (5.54)$$

Схемы, показанные на рисунках 5.88 и 5.89, подразумевают использование аналоговой аппаратуры и непрерывных сигналов. На них не отражена возможность реализации коррелятора или согласованного фильтра (matched filter – MF) с использованием цифровых технологий и дискретных сигналов. Пример подобной реализации приведен на рисунке 5.90, где показан согласованный фильтр, использующий цифровую аппаратуру. Входной сигнал $r(t)$ состоит из сигнала-прототипа $s_i(t)$ и шума $n(i)$, минимальная частота дискретизации по Котельникову равна $f_g = 2F_{\max}$, а время взятия выборки T_c должно быть не больше времени передачи символа. Другими словами, на символ должно приходиться не менее одной выборки. В реальных системах подобная дискретизация производится с частотой, в четыре или более раз превышающей минимальную частоту по Котельникову. Платой за это является не увеличение полосы передачи, а увеличение быстродействия процессора. В моменты $t = kT_c$ (рисунок 5.90, *a*) выборки сдвигаются в регистре, так что более ранние из них располагаются правее (схема приведена при поступлении на вход символа S_1). При дискретизации (взятии выборки) полученного сигнала непрерывное время t заменяется дискретным kT_c или просто k , что дает право использовать дискретную запись:

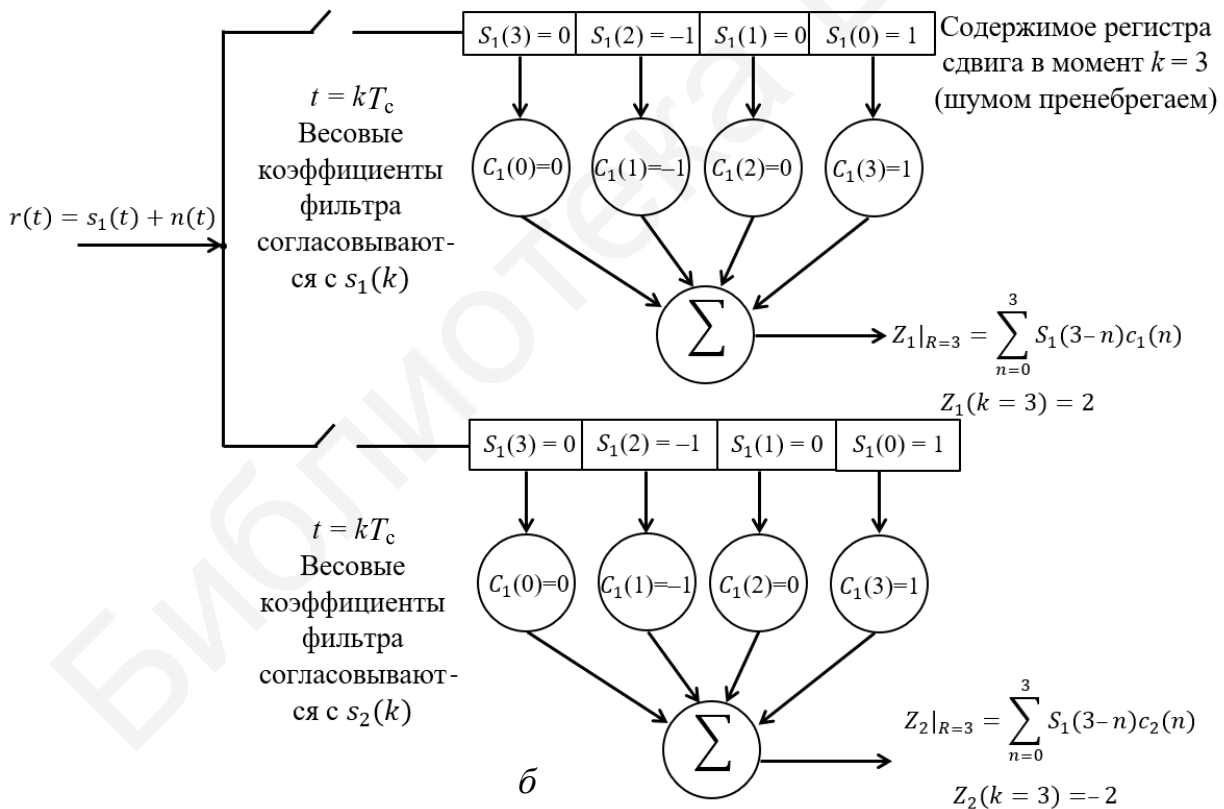
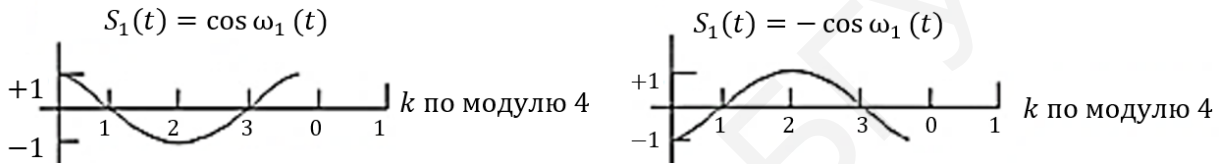
$$\begin{aligned} r(k) &= s_i(k) + n(k), \\ i &= 1, 2, \\ k &= 0, 1, \dots, N-1. \end{aligned}$$

Здесь индекс i определяет символ из M -арного набора (в нашем случае – двоичного), а k – дискретное время.

На рисунке 5.90 согласованный фильтр аппроксимируется регистром сдвига с весовыми коэффициентами $c(n)$, где n – временной индекс весовых коэффициентов и разрядов регистра, $n = 0, \dots, N-1$.



a



б

a – дискретный согласованный фильтр; *б* – пример детектирования с использованием дискретного согласованного фильтра

Рисунок 5.90 – Цифровой согласованный фильтр

В приведенном примере число разрядов регистра и количество выборок на символ равны четырем. Итак, суммирование, показанное на рисунке, происходит в моменты времени от $n = 0$ до $n = 3$. Из расположения сумматора на схеме понятно, что решение относительно значения принятого сигнала принимается после *заполнения* регистра 4 выборками. Отметим, что для простоты в примере на рисунке 5.90, б выборки $s_i(k)$ могут принимать только три значения $(0, \pm 1)$. В реальных системах каждая выборка (и весовой коэффициент) – это 6–10 бит. Множеству весовых коэффициентов фильтра $\{c_i(n)\}$ соответствует импульсная характеристика фильтра; согласование весовых коэффициентов с выборками сигнала производится согласно дискретному варианту уравнения (5.53):

$$c_i(n) = s_i[(N-1)-n] = s_i(3-n). \quad (5.55)$$

Использование дискретной формы *интеграла свертки* позволяет записать выражение с выхода коррелятора в момент времени, соответствующий k -й выборке:

$$z_i(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(k-n)c_i(n), \quad (5.56)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1,$$

где k – время принятия выборок и выхода фильтра;

n – фиктивная переменная времени.

В формуле (5.55) выражение $r(k-n)$ содержит n , которое можно рассматривать как «возраст» выборки (как давно она находится в фильтре), $c_i(n)$ – как адрес весового коэффициента. Предполагается, что система синхронизирована и упорядочение символов во времени известно. Также предполагается, что шум имеет нулевое среднее, так что математическое ожидание принятой выборки равно

$$M(r(k)) = \sum_{n=0}^{N-1} s_i(k),$$

$$i = 1, 2.$$

Следовательно, при передаче $s_i(t)$ математическое ожидание выхода согласованного фильтра равно

$$M(z_i(k)) = \sum_{n=0}^{N-1} s_i(k-n)c_i(n), \quad (5.57)$$

$$k = 0, 1, \dots, N-1.$$

На рисунке 5.90, б, где сигналы-прототипы изображены как функции времени, видим, что крайняя слева выборка (амплитуда, равная +1) графика $s_1(t)$ представляет выборку в момент времени $k(t) = 0$. Предполагая, что передан

был сигнал $s_1(t)$ и для упрощения записи мы пренебрегли шумом, можем записать принятую выборку $r(k)$ как $s_1(k)$. Выборки заполняют разряды согласованного фильтра, и в конце каждого периода передачи символа в крайнем правом разряде каждого регистра расположена выборка $k = 0$.

Отметим, что в формулах (5.55) и (5.56) временные индексы n эталонных весовых коэффициентов расположены в порядке, обратном к временному индексу $k-n$ выборок, что является ключевой особенностью интеграла свертки. То, что наиболее ранняя выборка теперь соответствует крайнему справа весовому коэффициенту, обеспечивает значащую корреляцию. Даже если действия согласованного фильтра мы математически опишем как *свертку* сигнала с импульсной характеристикой фильтра, конечный результат будет *корреляцией* сигнала с копией самого себя. По этой причине коррелятор можно реализовать как согласованный фильтр.

На рисунке 5.90, б обнаружение, происходящее после выхода сигнала с согласованного фильтра, осуществляется обычным образом. Для принятия двоичного решения выходы $z_i(k)$ изучаются при каждом значении $k=N-1$, соответствующем концу символа. При условии передачи $s_1(t)$ и пренебрежении шумом, уравнения (5.55)–(5.57) можно объединить и записать выходы коррелятора в моменты времени $k = N-1=3$:

$$z_1(k=3) = \sum_{n=0}^3 s_1(3-n)c_1(n) = (0 \cdot 0) + (-1 \cdot -1) + (0 \cdot 0) + (1 \cdot 1) = 2, \quad (5.58)$$

$$z_2(k=3) = \sum_{n=0}^3 s_1(3-n)c_2(n) = (0 \cdot 0) + (-1 \cdot 1) + (0 \cdot 0) + (1 \cdot -1) = -2. \quad (5.59)$$

Поскольку $z_1(k=2)$ больше $z_2(k=-2)$, детектор принимает решение, что передан был символ $s_1(t)$.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(справочное)

ЗНАЧЕНИЕ ФУНКЦИЙ БЕССЕЛЯ $J_1(M)$ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ M ОТ 0 ДО 20

Таблица А.1 – Значения функций Бесселя M от 0 до 2,5

M	$J_0(M)$	$J_1(M)$	$J_2(M)$	$J_3(M)$	$J_4(M)$	$J_5(M)$
0	1	0				
0,05	0,999	0,025				
0,1	0,998	0,05				
0,15	0,994	0,075				
0,2	0,99	0,1				
0,25	0,984	0,124	0,008			
0,3	0,978	0,148	0,011			
0,35	0,97	0,172	0,015			
0,4	0,96	0,196	0,02			
0,45	0,95	0,219	0,025			
0,5	0,938	0,242	0,031			
0,55	0,926	0,265	0,037			
0,6	0,912	0,287	0,044			
0,65	0,897	0,308	0,051			
0,7	0,881	0,329	0,059			
0,75	0,864	0,349	0,067	0,008		
0,8	0,846	0,369	0,076	0,01		
0,85	0,827	0,388	0,085	0,012		
0,9	0,808	0,406	0,095	0,014		
0,95	0,787	0,423	0,105	0,017		
1	0,765	0,44	0,115	0,02		
1,05	0,743	0,456	0,126	0,023		
1,1	0,72	0,471	0,137	0,026		
1,15	0,696	0,485	0,148	0,029		
1,2	0,671	0,498	0,159	0,033		
1,25	0,646	0,511	0,171	0,037		
1,3	0,62	0,522	0,183	0,041		
1,35	0,594	0,532	0,195	0,046		
1,4	0,567	0,542	0,207	0,05	0,009	
1,45	0,54	0,55	0,22	0,056	0,01	
1,5	0,512	0,558	0,232	0,061	0,012	
1,65	0,484	0,564	0,245	0,067	0,013	
1,7	0,455	0,57	0,257	0,073	0,015	
1,8	0,398	0,578	0,282	0,085	0,019	
1,85	0,369	0,58	0,294	0,092	0,021	
1,9	0,34	0,582	0,306	0,099	0,023	
1,95	0,311	0,582	0,318	0,106	0,026	
2	0,282	0,581	0,33	0,113	0,028	
2,05	0,253	0,579	0,342	0,121	0,031	

Продолжение таблицы А.1

M	$J_0(M)$	$J_1(M)$	$J_2(M)$	$J_3(M)$	$J_4(M)$	$J_5(M)$
2,1	0,224	0,577	0,353	0,129	0,034	
2,15	0,195	0,573	0,364	0,137	0,037	
2,2	0,167	0,568	0,375	0,145	0,04	0,009
2,25	0,138	0,563	0,385	0,154	0,044	0,01
2,3	0,11	0,556	0,395	0,162	0,048	0,011
2,35	0,083	0,548	0,405	0,171	0,052	0,012
2,4	0,056	0,54	0,414	0,18	0,056	0,013
2,45	0,029	0,53	0,423	0,189	0,06	0,015
2,5	0,003	0,52	0,431	0,198	0,064	0,016
		0,509	0,439	0,207	0,069	0,018
		0,497	0,446	0,217	0,074	0,02

Таблица А.2 – Значения функций Бесселя M от 0 до 20

M	$J_0(M)$	$J_1(M)$	$J_2(M)$	$J_3(M)$	$J_4(M)$	$J_5(M)$	$J_6(M)$
0	1						
1	0,765	0,44	0,115	0,02	0,002		
2	0,224	0,577	0,353	0,129	0,034	0,007	0,001
3	-0,26	0,339	0,486	0,309	0,132	0,043	0,011
4	-0,397	-0,066	0,364	0,43	0,281	0,132	0,049
5	-0,178	-0,328	0,047	0,365	0,391	0,261	0,131
6	0,151	-0,277	-0,243	0,115	0,358	0,362	0,246
7	0,3	-0,005	-0,301	-0,168	0,158	0,348	0,339
8	0,172	0,235	-0,113	-0,291	-0,105	0,186	0,338
9	-0,09	0,245	0,145	-0,181	-0,265	-0,055	0,204
10	-0,246	0,043	0,255	0,058	-0,22	-0,234	-0,014
11	-0,171	-0,177	0,139	0,227	-0,015	-0,238	-0,202
12	0,048	-0,223	-0,085	0,195	0,182	-0,073	-0,244
13	0,207	-0,07	-0,218	0,003	0,219	0,132	-0,118
14	0,171	0,133	-0,152	-0,177	0,076	0,22	0,081
15	-0,014	0,205	0,042	-0,194	-0,119	0,13	0,206
16	-0,175	0,09	0,186	-0,044	-0,203	-0,057	0,167
17	-0,17	-0,098	0,158	0,135	-0,111	-0,187	0,001
18	-0,013	-0,188	-0,008	0,186	0,07	-0,155	-0,156
19	0,147	-0,106	-0,158	0,072	0,181	0,004	-0,179
20	0,167	0,067	-0,16	-0,099	0,131	0,151	-0,055

Продолжение таблицы А.2

<i>M</i>	<i>J7(M)</i>	<i>J8(M)</i>	<i>J9(M)</i>	<i>J10(M)</i>	<i>J11(M)</i>	<i>J12(M)</i>	<i>J13(M)</i>
1							
2							
3	0,003						
4	0,015	0,004					
5	0,053	0,018	0,006	0			
6	0,13	0,057	0,021	0,007			
7	0,234	0,128	0,059	0,024	0,008	0,003	
8	0,321	0,223	0,126	0,061	0,026	0,01	0,003
9	0,327	0,305	0,215	0,125	0,062	0,027	0,011
10	0,217	0,318	0,292	0,207	0,123	0,063	0,029
11	0,018	0,225	0,309	0,28	0,201	0,122	0,064
12	-0,17	0,045	0,23	0,3	0,27	0,195	0,12
13	-0,241	-0,141	0,067	0,234	0,293	0,262	0,19
14	-0,151	-0,232	-0,114	0,085	0,236	0,285	0,254
15	0,034	-0,174	-0,22	-0,09	0,1	0,237	0,279
16	0,183	-0,007	-0,19	-0,206	-0,068	0,112	0,237
17	0,188	0,154	-0,043	-0,199	-0,191	-0,049	0,123
18	0,051	0,196	0,123	-0,073	-0,204	-0,176	-0,031
19	-0,116	-0,093	0,195	0,092	-0,096	-0,205	-0,161
20	-0,184	-0,074	0,125	0,186	0,061	-0,119	-0,204

Продолжение таблицы А.2

<i>M</i>	<i>J14(M)</i>	<i>J15(M)</i>	<i>J16(M)</i>	<i>J17(M)</i>	<i>J18(M)</i>	<i>J19(M)</i>	<i>J20(M)</i>
1							
2							
3							
4							
5							
6							
7							
8							
9	0,004						
10	0,012	0,005					
11	0,03	0,013	0,05				
12	0,065	0,032	0,014	0,006			
13	0,119	0,066	0,033	0,015	0,006		
14	0,186	0,117	0,066	0,034	0,016	0,007	
15	0,246	0,181	0,166	0,067	0,035	0,017	0,007
16	0,272	0,24	0,177	0,115	0,067	0,035	0,017
17	0,236	0,267	0,234	0,174	0,114	0,067	0,036
18	0,132	0,236	0,261	0,229	0,171	0,113	0,067
19	-0,015	0,139	0,234	0,256	0,224	0,168	0,112
20	-0,146		0,145	0,233	0,251	0,219	0,165

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(справочное)

НАИБОЛЕЕ ЧАСТО ПРИМЕНЯЕМЫЕ ФОРМУЛЫ

$$\sin^2 \alpha + \cos^2 \alpha = 1$$

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin \alpha \cos \beta + \cos \alpha \sin \beta$$

$$\sin(\alpha - \beta) = \sin \alpha \cos \beta - \cos \alpha \sin \beta$$

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos \alpha \cos \beta - \sin \alpha \sin \beta$$

$$\cos(\alpha - \beta) = \cos \alpha \cos \beta + \sin \alpha \sin \beta$$

$$\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$$

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \sin(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \beta)$$

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$$

$$\sin 2\alpha = 2 \sin \alpha \cos \alpha$$

$$\sin^2 \alpha = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\alpha)$$

$$\cos^2 \alpha = \frac{1}{2} (1 + \cos 2\alpha)$$

ЛИТЕРАТУРА

К ВВЕДЕНИЮ

1 МЭК 60050-371-84. Международный электротехнический словарь. Глава 371 : Телемеханика. – ИЕС, 1984.

2 ГОСТ Р МЭК 870-1-1-93. Устройства и системы телемеханики. Часть 1. Основные положения. Раздел 1. Общие принципы. – Введ. 1995–01–01. – М. : Изд-во стандартов, 1994.

3 ГОСТ Р МЭК 870-1-2-95. Устройства и системы телемеханики. Часть 1. Основные положения. Раздел 2. Руководство по разработке технических требований. – Введ. 1995–23–03. – М. : Изд-во стандартов, 1995.

4 ГОСТ Р МЭК 870-1-4-98. Устройства и системы телемеханики. Часть 1. Основные положения. Раздел 4. Основные аспекты передачи телемеханических данных и руководство по использованию стандартов МЭК 870-5 и МЭК 870-6. – Введ. 1995–24–04. – М. : Изд-во стандартов, 1998.

5 ГОСТ Р 51179-98 (МЭК 870-2-1-95). Устройства и системы телемеханики. Часть 2. Условия эксплуатации. Раздел 1. Источники питания и электромагнитная совместимость. – Введ. 1995–26–06. – М. : Изд-во стандартов, 1998.

6 ГОСТ Р МЭК 60870-2-2-2001. Устройства и системы телемеханики. Часть 2. Условия эксплуатации. Раздел 2. Условия окружающей среды (климатические, механические и другие неэлектрические влияния). – Введ. 1995–12–06. – М. : Изд-во стандартов, 2001.

7 ГОСТ Р МЭК 870-3-93. Устройства и системы телемеханики. Часть 3. Интерфейсы (Электрические характеристики). – Введ. 1995–01–01. – М. : Изд-во стандартов, 1994.

8 ГОСТ Р МЭК 870-4-93. Устройства и системы телемеханики. Часть 4. Технические требования. – Введ. 1995–01–01. – М. : Изд-во стандартов, 1994.

9 ГОСТ Р МЭК 870-5-1-95. Устройства и системы телемеханики. Часть 5. Протоколы передачи. Раздел 1. Форматы передаваемых кадров. – Введ. 1995–23–03. – М. : Изд-во стандартов, 1995.

10 ГОСТ Р МЭК 870-5-2-95. Устройства и системы телемеханики. Часть 5. Протоколы передачи. Раздел 2. Процедуры в каналах передачи. – Введ. 1995–23–03. – М. : Изд-во стандартов, 1995.

11 ГОСТ Р МЭК 870-5-3-95. Устройства и системы телемеханики. Часть 5. Протоколы передачи. Раздел 3. Общая структура данных пользователя. – Введ. 1995–23–03. – М. : Изд-во стандартов, 1995.

12 ГОСТ Р МЭК 870-5-4-96. Устройства и системы телемеханики. Часть 5. Протоколы передачи. Раздел 4. Определение и кодирование элементов пользовательской информации. – Введ. 1995–24–04. – М. : Изд-во стандартов, 1996.

13 ГОСТ Р МЭК 870-5-5-96. Устройства и системы телемеханики. Часть 5. Протоколы передачи. Раздел 5. Основные прикладные функции. – Введ. 1995–24–04. – М. : Изд-во стандартов, 1996.

14 ГОСТ 26.205-88. Комплексы и устройства телемеханики. Общие технические условия. – М. : Изд-во стандартов, 1989.

15 МИ 2439-97. ГСИ. Метрологические характеристики измерительных систем. Номенклатура. Принципы регламентации, определения и контроля. – М. : ВНИИМС, 1997.

К РАЗДЕЛАМ 1–5

16 Применение прецизионных аналоговых микросхем / А. Г. Алексеенко [и др.]. – М. : Радио и связь, 1985. – 224 с.

17 Атаев, Д. И. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры / Д. И. Атаев, В. А. Болотников. – М. : Изд-во МЭИ, ПКФ «Печатное дело», 1992. – 240 с.

18 Богданович, М. И. Цифровые интегральные микросхемы / М. И. Богданович. – Минск. : Беларусь, 1991. – 493 с.

19 Верзунов, М. В. Однополосная модуляция в радиосвязи / М. В. Верзунов. – М. : Воениздат, 1972. – 296 с.

20 Горошков, Б. И. Элементы радиоэлектронных устройств / Б. И. Горошков. – М. : Радио и связь, 1988. – 176 с.

21 Горошков, Б. И. Радиоэлектронные устройства / Б. И. Горошков. – М. : Радио и связь, 1984. – 400 с.

22 Емельянов, Г. А. Передача дискретной информации / Г. А. Емельянов, В. О. Шварцман. – М. : Радио и связь, 1982. – 241 с.

23 Жуховицкий, Б. Я. Сигналы телемеханики и их преобразования / Б. Я. Жуховицкий. – М. : Энергия, 1963. – 95 с.

24 Теория передачи сигналов : учебник / А. Г. Зюко [и др.]. – М. : Связь, 1980. – 288 с.

25 Игнатов, В. А. Теория информации и передачи сигналов : учебник / В. А. Игнатов. – М. : Сов. радио, 1979. – 280 с.

26 Ильин, В. А. Телеуправление и телеизмерение : учеб. пособие / В. А. Ильин. – 3-е изд. – М. : Энергоиздат, 1982. – 560 с.

27 Макаров, В. А. Теоретические основы телемеханики / В. А. Макаров. – Л. : Изд-во ЛГУ, 1974. – 287 с.

- 28 Мановцев, А. П. Основы теории радиотелеметрии / А. П. Мановцев. – М. : Энергия, 1973. – 592 с.
- 29 Манаев, Е. И. Основы радиоэлектроники / Е. И. Манаев. – М. : Радио и связь, 1990. – 512 с.
- 30 Мэндл, М. 200 избранных схем электроники / М. Мэндл. – М. : Мир, 1980. – 351 с.
- 31 Пенин, П. И. Радиотехнические системы передачи информации: учеб. пособие для вузов / П. И. Пенин, Л. И. Филиппов. – М. : Радио и связь, 1984. – 256 с.
- 32 Сорока, Н. И. Лабораторный практикум по курсу «Телемеханика». Ч. 1: Методы преобразования телемеханической информации / Н. И. Сорока, Г. А. Кривинченко. – Минск : МРТИ, 1986. – 50 с.
- 33 Теоретические основы информационной техники / Ф. Е. Темников [и др.]. – М. : Энергия, 1979. – 512 с.
- 34 Радиосистемы передачи информации / И. М. Тепляков [и др.]. – М. : Радио и связь, 1982. – 264 с.
- 35 Тутевич, В. Н. Телемеханика : учеб. пособие / В. Н. Тутевич. – М. : Высш. шк., 1985. – 423 с.
- 36 Теоретические основы связи и управления / А. А. Фельдбаум [и др.]. – М. : Физматгиз, 1963. – 932 с.
- 37 Гаранин, М. В. Системы и сети передачи информации / М. В. Гаранин, В. И. Журавлёв, С. В. Кунегин. – М. : Радио и связь, 2001. – 336 с.
- 38 Маковеева, М. М. Системы и средства связи с подвижными объектами / М. М. Маковеева, Ю. С. Шинаков. – М. : Радио и связь, 2002. – 440 с.
- 39 Журавлёв, В. И. Методы модуляции-демодуляции радиосигналов при передаче цифровых сообщений : учеб. пособие / В. И. Журавлёв. – М. : МТУСН, 2000. – 110 с.
- 40 Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис ; под ред. Д. Д. Кловского; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.
- 41 Крекрафт, Д. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигналов / Д. Крекрафт. – М. : Техносфера. – 2005. – 358с.
- 42 Нефедов, В. И. Основы радиоэлектроники и связи / В. И. Нефедов, А. С. Сигов. – М. : Высш. шк. – 2009. – 736 с.
- 43 Сорока Н. И. Телемеханика : Конспект лекций для студентов специальности 1-53 01 07 «Информационные технологии и управление в технических системах» всех форм обучения. В 4 ч. Ч. 3 : Линии связи, помехоустойчивость информации, надежность устройств и сетей / Н. И. Сорока, Г. А. Кривинченко. – Минск : БГУИР, 2015. – 260 с.

Учебное издание

Сорока Николай Ильич
Кривинченко Георгий Александрович

**ТЕЛЕМЕХАНИКА.
МОДУЛЯЦИЯ И КОДИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

В двух частях
Часть 1

Редактор *М. А. Зайцева*

Корректор *Е. Н. Батурчик*

Компьютерная правка, оригинал-макет *Е. Г. Бабичева*

Подписано в печать 16.03.2020. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 10,81. Уч.-изд. л. 11,6. Тираж 150 экз. Заказ 313.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.
Ул. П. Бровки, 6, 220013, г. Минск