

5100

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ**

**МОДУЛЯЦИЯ, СИНХРОНИЗАЦИЯ
И КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТНЫХ
ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ ПЕРЕДАЧЕ
ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ**

Методические указания к лабораторным работам

Рязань 2017

УДК 621.394.4(075.8)

Модуляция, синхронизация и коррекция частотных характеристик при передаче дискретных сообщений: методические указания к лабораторным работам / Рязан. гос. радиотехн. ун-т.; сост. В.В. Езерский, А.В. Егоров. Рязань, 2017. 36 с.

Содержат описания трёх лабораторных работ с указанием порядка выполнения, контрольных вопросов и требований по оформлению отчёта. Для подготовки к работам приведены краткие теоретические сведения и описание исследуемой аппаратуры на уровне структурной схемы.

Предназначены для студентов 4-го курса направления подготовки бакалавров 11.03.02 “Инфокоммуникационные технологии и системы связи” радиотехнического факультета.

Табл. 3. Ил. 43. Библиогр.: 3 назв.

Модуляция частотная, фазовая, относительная фазовая, модуляторы, демодуляторы, синхронизация, синхронизаторы, коррекция, частотные характеристики, фазовые корректоры.

Печатается по решению редакционно-издательского совета Рязанского государственного радиотехнического университета.

Рецензент: кафедра РУС Рязанского государственного радиотехнического университета (зав. кафедрой проф. С.Н. Кириллов)

Модуляция, синхронизация и коррекция частотных характеристик при передаче дискретных сообщений

Составители : Е з е р с к и й Виктор Витольдович,
Е г о р о в Алексей Владимирович

Редактор М.Е. Цветкова
Корректор С.В. Макушина

Подписано в печать 20.02.17. Формат бумаги 60x84 1/16.
Бумага писчая. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 2,25.

Тираж 75 экз. Заказ

Рязанский государственный радиотехнический университет.
390005, Рязань, ул. Гагарина, 59/1.

Редакционно-издательский центр РГРТУ.

ВВЕДЕНИЕ

В ходе выполнения трёх лабораторных работ изучаются теоретические основы и принципы построения устройств коррекции фазочастотных характеристик (**ФЧХ**) каналов связи, протоколы и схемы модуляторов и демодуляторов и устройства синхронизации. Теоретические сведения иллюстрируются на основе изучения функциональной схемы аппаратуры «**ИА-001**» (**ЕС-8010**), схем отдельных блоков и узлов, а также их конструктивных особенностей.

КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Коррекция фазочастотных характеристик канала связи

Для того чтобы сигналы проходили канал связи без искажений, его частотные характеристики должны отвечать соответствующим требованиям. В частности, амплитудно-частотная характеристика (**АЧХ**) $K(\omega)$ должна быть постоянной в пределах полосы частот канала связи, а фазочастотная характеристика (**ФЧХ**) $B(\omega)$ должна быть линейно возрастающей функцией частоты. Требование возрастания **ФЧХ** вытекает из существующей связи между **ФЧХ** и групповым временем запаздывания (**ГВЗ**) $\Delta t(\omega)$ канала

связи: $\Delta t(\omega) = \frac{dB(\omega)}{d\omega}$. Так как **ГВЗ** не может быть отрицательной величиной, поскольку

это время запаздывания сигнала в канале связи, следовательно, производная **ФЧХ** по частоте может быть только возрастающей функцией частоты. Очевидно, что для идеального канала связи **ГВЗ** должна быть постоянной величиной: $\Delta t(\omega) = const$, поэтому для оценки фазовых искажений важно не её абсолютное значение, а неравномерность **ГВЗ** в полосе частот канала связи.

Влияние искажений **ФЧХ** на форму сигнала можно исследовать аналитически, если задать конкретный вид её отклонений от линейной. Зададим форму **ФЧХ** аналитически в виде: $B(\omega) = b_0\omega - b_1 \sin c_1\omega$. График этой функции приведён на рис. 1.

В случае более сложной формы **ФЧХ** её можно описать с использованием разложения в тригонометрический ряд Фурье. Очевидно, что приведённое выше выражение можно трактовать как сумму первых двух членов такого ряда.

Рассмотрим прохождение видеоимпульса произвольной формы через канал с указанной **ФЧХ** и идеальной **АЧХ** ($K(\omega) = K_0$). Представим импульс с помощью интеграла Фурье:

$$u_{\text{вх}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \exp[j\omega t + \varphi(\omega)] d\omega,$$

где $\dot{S}(\omega) = S(\omega) \exp[j\varphi(\omega)] = \int_{-\infty}^{\infty} u_{\text{вх}}(t) \exp[-j\omega t] dt$.

Тогда сигнал на выходе канала связи можно записать аналогично:

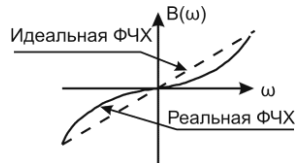


Рис. 1

$$u_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K_0 S(\omega) \exp[j\omega t + \varphi(\omega) - b_0 \omega + b_1 \sin c_1 \omega] d\omega.$$

Воспользуемся разложением:

$$\exp[jx \sin \Theta] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(x) \exp[jk\Theta],$$

где $J_k(x)$ - функция Бесселя порядка k . Так как в реальных каналах **ТЧ** величина $b_1 \leq (1+1,5) \text{ рад}$, членами высших порядков в указанном разложении можно пренебречь.

Учитывая, что $J_{-1}(x) = -J_1(x)$, в итоге получаем выражение:

$$\begin{aligned} u_{\text{вых}}(t) = & \frac{K_0}{2\pi} \{ J_0(b_1) \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \exp[j\omega t + \phi(\omega) - b_0(\omega)] d\omega + \\ & + J_1(b_1) \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \exp[j\omega t + \phi(\omega) - (b_0 + c_1)\omega] d\omega - \\ & - J_1(b_1) \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \exp[j\omega t + \phi(\omega) - (b_0 - c_1)\omega] d\omega \}. \end{aligned}$$

Сравнивая это выражение с исходным представлением сигнала с помощью интеграла Фурье, можно записать:

$$u_{\text{вых}}(t) = K_0 \{ J_0(b_1) u_{\text{вх}}(t - b_0) + J_1(b_1) u_{\text{вх}}(t - b_0 - c_1) - J_1(b_1) u_{\text{вх}}(t - b_0 + c_1) \},$$

т.е. сигнал на выходе состоит из главного сигнала $K_0 J_0(b_1) u_{\text{вх}}(t - b_0)$, изменённого по амплитуде и задержанного на величину b_0 , и из двух эхосигналов. Один эхосигнал отстаёт от главного на величину c_1 и совпадает с ним по полярности. Второй опережает главный сигнал на величину c_1 и противоположен по полярности. Условно эти сигналы показаны на рис. 2. В целом форма сигнала на выходе будет зависеть от соотношения амплитуд этих импульсов и их задержек. Такие искажения сигналов называют линейными. Вследствие того, что эхосигналы попадают на соседние значащие интервалы и могут привести к ошибке при идентификации принятого символа, такие искажения называют межсимвольными искажениями (МСИ).

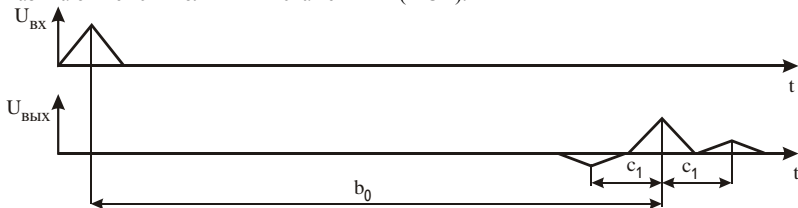


Рис. 2

В случае более сложной формы **ФЧХ** слагаемых будет гораздо больше.

Для устранения таких эффектов используют коррекцию линейных искажений. При скоростях передачи порядка 1200 бит/с коррекция применяется только на линиях с большим числом переприёмных участков, а при больших скоростях передачи коррекция применяется обязательно. Коррекцию производят с помощью каскадного включения в канал связи частотно-зависимого четырёхполосника, называемого корректором.

В результате в заданной полосе частот $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ имеет место условие:

$$\underline{K}_{кc}(j\omega)\underline{K}_{кy}(j\omega) = \underline{K}(j\omega) = K(\omega)\exp[jB(\omega)],$$

где $\underline{K}_{кc}(j\omega)$ - передаточная функция канала связи, $\underline{K}_{кy}(j\omega)$ - передаточная функция корректирующего устройства, $\underline{K}(j\omega)$ - результирующая передаточная функция системы «канал связи плюс корректор».

Различают два вида коррекции:

- коррекцию каналов, при которой характеристики канала стараются привести к идеальному виду $K(\omega) = K_0$ и $B(\omega) = b_0\omega$ или $\Delta t(\omega) = const$, безотносительно к характеру передаваемых сигналов;

- коррекцию сигналов, когда целью коррекции является обеспечение наибольшей вероятности приёма сигналов некоторого определённого типа, т.е. когда сигнал на выходе канала связи с корректором приводят к Найквистовскому виду.

Достоинство коррекции каналов заключается в её универсальности, а коррекции сигналов – в более высокой точности.

В зависимости от области применения и требований к необходимой точности коррекции различают три группы корректоров.

Стандартные корректоры, предназначенные для выравнивания усреднённых частотных характеристик ГВЗ одного переприёмного участка различных каналов связи (рис. 3). Характеристики ГВЗ различных каналов не одинаковы из-за разброса параметров используемых в них устройств.

Поэтому величина $\Delta t(f)$ группового времени запаздывания на каждой частоте является величиной случайной, среднее значение которой $\Delta t_{срн}(f)$ определяется в основном числом переприёмных пунктов n по низкой частоте. Разброс этой величины относительно среднего значения определяется разбросом параметров аппаратуры. Можно указать область (на рис. 3 заштрихована), которой будет принадлежать характеристика ГВЗ одного переприёмного участка выбранного наугад канала связи с вероятностью 0.9. Характеристика ГВЗ стандартного фазового корректора $\Delta t_n(f)$ выбирается так, чтобы $\Delta t_{срн}(f) + \Delta t_n(f) = const$.

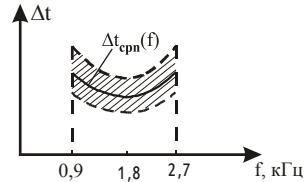


Рис. 3

Обычно стандартные корректоры выполняются на основе фазовых звеньев второго порядка (рис. 4).

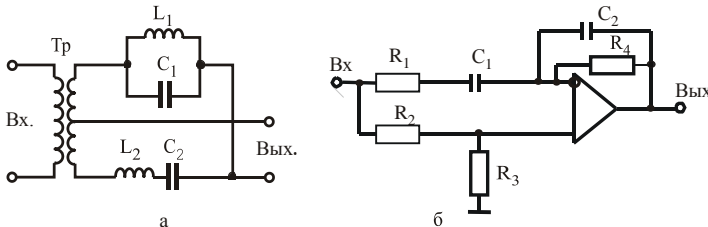


Рис. 4

Характеристика **ГВЗ** такого корректора выполняется обратной усреднённой характеристикой одного переприёмного участка. Число стандартных корректоров, включаемых в канал связи, зависит от числа переприёмных участков. Точность коррекции в этом случае невысокая. Остаточная неравномерность **ГВЗ** откорректированного канала обычно имеет колебательный характер. Стандартные корректоры позволяют уменьшить неравномерность **ФЧХ** в 5 -10 раз.

Индивидуальные корректоры, обычно изготавливаемые на основе результатов измерения **ГВЗ** и **АЧХ** определённого канала связи, для которого этот корректор используется. Точность коррекции при этом может быть очень высокой и ограничивается только погрешностями измерения характеристик каналов и расчёта корректора. Однако такие корректоры находят ограниченное применение. Чаще всего они применяются, когда за абонентом на длительное время закреплён один и тот же канал.

Переменные корректоры, выполняемые в виде совокупности перестраиваемых звеньев. В настоящее время в качестве переменных находят широкое применение полиномиальные корректоры с передаточными функциями в виде обобщенного многочлена:

$$K(j\omega) = \sum_{k=0}^n x_k \varphi_k(j\omega),$$

где $\varphi_k(j\omega)$, $k=0, 1, \dots$ - базисные функции, x_k , $k=0, 1, \dots$ - варьируемые знакопеременные параметры, изменением которых в пределах $-1 \leq x_k \leq 1$ осуществляется синтез требуемой передаточной функции корректора. Важным классом базисных функций являются функции, ортогональные в полосе частот канала связи $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$:

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \varphi_m(j\omega) \varphi_n(j\omega) d\omega = \begin{cases} const & \text{при } m = n, \\ 0 & \text{при } m \neq n. \end{cases}$$

Ортогональность базисных функций обеспечивает простоту настройки и малую чувствительность характеристик корректора к нестабильности коэффициентов x_k . Фактически это трансверсальный фильтр, схема которого приведена на рис. 5.

Базисные функции при этом равны $\varphi_k(j\omega) = H^k(j\omega)$. В качестве базисных функций чаще всего используют $\varphi_k(j\omega) = \exp(-jk\omega\tau_0)$, соответствующие элементам задержки на время τ_0 . Корректоры с такими базисными функциями называют гармоническими.

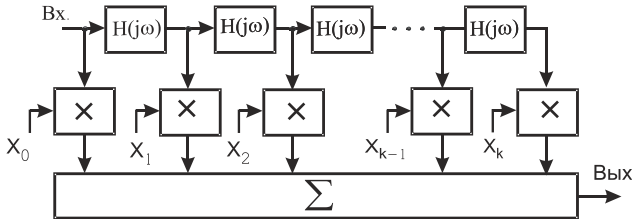


Рис. 5

В качестве гармонического корректора также может использоваться рекурсивный фильтр, выполняемый по схеме на рис. 6.

Настройка таких корректоров производится по импульсной реакции с помощью специальных тестовых сигналов, подаваемых в канал при вхождении в связь перед началом работы. На вход канала подаётся периодическая последовательность узких прямоугольных импульсов. На приёмном конце производится установка коэффициентов x_k так, чтобы форма импульсной реакции тракта «канал+корректор» была как можно ближе к форме реакции идеального канала. Достижимая точность коррекции определяется сложностью корректора (числом отводов линии задержки) и может быть весьма высокой. Сложность гармонического корректора существенно возрастает при больших отклонениях реальных частотных характеристик от идеальных характеристик.

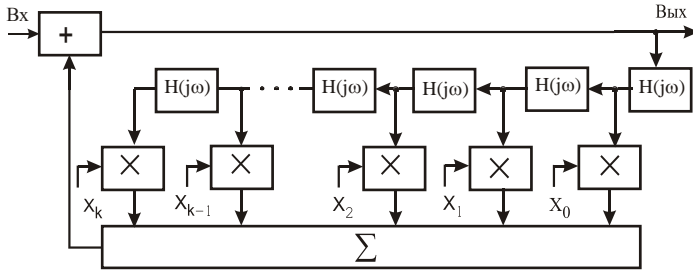


Рис. 6

Поэтому обычно перед гармоническим корректором для предварительной коррекции включают стандартный корректор в соответствии с числом переприёмных участков. В этом случае удастся уменьшить неравномерность **ФЧХ** в 50 - 100 раз.

Настройка корректоров может производиться по рабочим сигналам в процессе сеанса связи. В этом случае коррекция называется адаптивной.

Модуляция и демодуляция сигналов при передаче дискретных сообщений

Виды модуляции сигналов и протоколы модуляции при передаче дискретных сообщений

При передаче дискретных сообщений могут использоваться различные виды модуляции. Выбор вида модуляции зависит от требуемой скорости передачи информации.

Наиболее широко применяются:

- частотная модуляция (**ЧМ**);
- относительная фазовая модуляция (**ОФМ**), когда информация о передаваемом бите заключена в изменении фазы текущей посылки относительно предыдущей;
- двойная относительная фазовая модуляция (**ДОФМ**), когда относительным изменением фазы текущей посылки управляют два бита передаваемых данных;
- амплитудно-фазовая или квадратурная модуляция (**КАМ**), при которой передаваемые группы бит управляют фазой и амплитудой передаваемого сигнала;
- треллис-модуляция (**ТСМ**), заключающаяся в совмещении **КАМ** со свёрточным кодированием.

Рекомендуемые скорости передачи для этих видов модуляции приведены в таблице и приводятся в протоколах серии **V**.

Вид модуляции	Скорость передачи информации, бит/с
ЧМ	600
ОФМ	1200
ДОФМ	2400
ТОФМ	4800
КАМ	>9600

Протокол **V.21** является дуплексным и использует **ЧМ** и частотное разделение каналов. Полоса частот канала тональной частоты (**ТЧ**) делится на два подканала. Нижний подканал используется вызывающим модемом, а верхний – отвечающим модемом. Скорость модуляции и скорость передачи данных соответ-

ственно 300 Бод и 300 бит/с. Этот протокол в настоящее время используется в высокоскоростных модемах на этапе установления соединения.

Протокол **V.22** полудуплексный, использующий **ОФМ** и **ДОФМ** при частотном разделении каналов передачи взаимодействующих модемов. Несущие частоты - 1200 Гц и 2400 Гц. Скорость модуляции - 600 Бод. Соответственно скорость передачи информации - 600 бит/с и 1200 бит/с. Предусмотрено использование корректора фазовых искажений (эквалайзера) с фиксированной характеристикой.

Протокол **V.22bis** имеет такие же несущие частоты и скорости модуляции. Виды модуляции **ДОФМ** и **КАМ-16**. Соответственно обеспечиваются скорости передачи - 1200 бит/с и 2400 бит/с.

Протокол **V.23** обеспечивает использование **ЧМ** в коммутируемых каналах со скоростями 600 и 1200 бит/с при полудуплексном режиме передачи с использованием неадаптивного эквалайзера и реализует служебный обратный канал со скоростью передачи 75 бит/с.

Протоколы **V.26**, **V. 26bis** и **V.26ter** используют **ДОФМ** со скоростью модуляции 1200 Бод. Для них соответственно обеспечиваются дуплексная передача по четырёхпроводным выделенным линиям, полудуплексная передача по двухпроводным коммутируемым линиям и в последнем случае, благодаря технологии эхо-подавления и адаптивной коррекции, - дуплексная передача.

Протокол **V.32** использует **КАМ-16** или **КАМ-32** с применением трелис-кодирования (сигнально-кодовая конструкция **СКК-32** с внесением одного избыточного бита на четыре информационных для повышения помехоустойчивости) и скоростью модуляции 2400 Бод. Обязательно реализуются функция эхо-подавления и соответственно дуплексная передача по двухпроводным каналам **ТЧ**. Обеспечиваются скорости передачи 9600, 4800 и 2400 бит/с. Частота несущей - 1800 Гц при полосе частот от 300 до 3000 Гц.

Протокол **V.32bis** позволяет обеспечить скорости передачи до 14400, 1200, 9600, 7200 бит/с с трелис-кодированием и 4800 бит/с без кодирования при скорости модуляции 2400 Бод. Обеспечивается дуплексный режим при работе по коммутируемым каналам **ТЧ** и арендуемым двухпроводным линиям передачи с эхо-подавлением. Совместим с модемами **V.32** при скорости 9600 и 4800 бит/с. Выполняются обмен управляющими последовательностями, выбор скорости передачи в течение процедуры установления связи и смена скорости в течение сеанса связи без разрыва соединения. Частота несущей - 1800 Гц при полосе частот от 300 до 3000 Гц.

Протокол **V.33** предназначен для обеспечения дуплексной связи по четырёхпроводным выделенным каналам на частоте 1800 Гц при скорости модуляции 2400 Бод. Используется **КАМ** совместно с решётчатым кодированием на основе **СКК-64** и

СКК-128. Благодаря этому достигаются скорости передачи 12000 и 14400 бит/с. Входной поток данных скремблируется самосинхронизирующим скремблером. Протокол допускает подсоединение мультиплексора на входе модема, что обеспечивает организацию нескольких каналов с различными вариантами сочетаний скоростей передачи.

Протоколы **V.34/V.34bis** обеспечивают передачу данных со скоростями соответственно 28800 и 33600 бит/с в коммутируемых каналах **ТЧ** и на двухточечных двухпроводных выделенных линиях связи и реализуют системный подход к решению проблемы помехоустойчивости. Скорость передачи выбирается в диапазоне от 2400 бит/с до максимальной с шагом 2400 бит/с. Скорость модуляции не является фиксированной и выбирается из шести возможных вариантов, равных 2400, 2743, 2800, 3000, 3200 и 3429 символ/с. Две последние скорости возможны в каналах связи благодаря неидеальности характеристик фильтров каналообразующей аппаратуры. Используется многопозиционная **КАМ** с решётчатым кодированием при увеличенной размерности кодируемого информационного элемента. Кроме двух параметров - амплитуды и фазы, используется третий - время. Каждый кодируемый элемент представляет собой два последовательно передаваемых сигнала, модулируемых по амплитуде и фазе. В результате получается четырёхмерное пространство. В протоколе имеются 50 различных сигнальных созвездий для работы на всех возможных скоростях. Значение несущей частоты выбирается из ряда 1600, 1646, 1680, 1800, 1829, 1867, 1920, 1959, 2000 Гц. Большое число несущих частот, скоростей передачи и скоростей модуляции позволяет с максимальной эффективностью использовать имеющуюся полосу частот. Возможна передача данных между двумя модемами **V.34**, работающими с различными скоростями и на разных несущих частотах. Обеспечивается адаптивная подстройка передатчика и приёмника под свойства канала связи. В передатчике это синтез требуемой формы сигнала, амплитудно-фазовая предкоррекция для устранения межсимвольной интерференции, введение в сигнал нелинейных предискажений для компенсации остаточных искажений, возникающих в канале связи, и выбор одного из 11 заранее заданных шаблонов для спектра передатчика, обеспечивающих подъём верхних частот для компенсации искажений, вносимых абонентскими и соединительными линиями. В приёмнике используется адаптивный эквалайзер. Вхождение в связь имеет четыре фазы. На первой определяется наивысший протокол, реализованный в обоих модемах. На второй производится классификация канала связи, на третьей и четвёртой фазах происходит обучение адаптивно-эквалайзера, эхо-компенсатора и ряда других систем модема.

Протоколы **V.90/V.92** обеспечивают максимальную скорость передачи до 56000 бит/с по направлению к абоненту и до 33600 бит/с в обратном направлении и учитывают тот факт, что в наши дни современные телефонные каналы – это цифровые каналы с аналоговым окончанием на участке от **АТС** до абонента. Идея повышения скорости передачи состоит в сокращении числа аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразований, формирующих шум квантования с уровнем 35 дБ. Наиболее подходящей сферой применения такого модема является подсоединение к сети InterNet.

Модуляторы и демодуляторы

Частотные модуляторы делятся на два вида: с непосредственным воздействием на частоту генератора и с косвенным управлением частотой. Схемы с непосредственным воздействием используются очень редко из-за низкой стабильности частоты, что значительно снижает помехоустойчивость.

Принцип косвенного управления частотой позволяет строить более стабильные модуляторы и в основном на дискретных элементах. Одна из самых простых схем представлена на рис. 7. Это схема с переключаемыми генераторами Г1 и Г2. Переключение осуществляет модулирующий сигнал («0» или «1»), воздействующий на ключи К1 и К2. Генераторы могут быть синхронными и несинхронными. При использовании несинхронных генераторов в момент переключения частоты возможен скачок фазы, достигающий в некоторых случаях значений $\pm 180^\circ$. Наличие скачка фазы эквивалентно

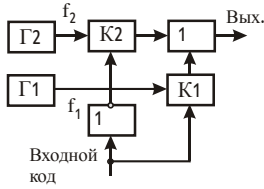


Рис. 7

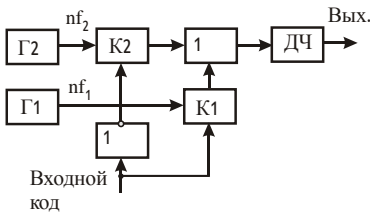


Рис. 8

дополнительной фазовой модуляции, что приводит к расширению спектра ЧМ сигналов и увеличению краевых искажений при демодуляции. Скачок фазы можно значительно снизить (рис.8), применяя генераторы с частотой в n раз выше требуемой, и понижением частот до требуемых величин на выходе с помощью делителя частоты ДЧ на n . Такая схема обеспечивает скачок фазы

$$\Delta\varphi \leq \pm 180^\circ/n.$$

Можно построить схему, полностью устраняющую скачок фазы. Для этого частоты f_1 и f_2 должны быть кратными между собой и кратными скорости модуляции: $f_1 = af_2$ и $f_2 = k/\tau_0 = kf_0$, где τ_0 - длительность символа информационного кода. Эта схема (рис. 9) требует поступления частоты f_0 на источник информации ИИ.

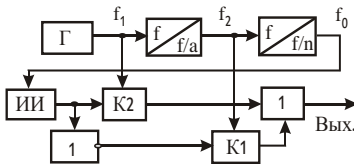


Рис. 9

Частоты f_1 и f_2 выбирают таким образом, чтобы их разность была оптимальной: $\Delta f_{opt} = f_2 - f_1 = 0,75/\tau_0$. При $\Delta f < \Delta f_{opt}$ качество демодуляции ухудшается из-за значительного перекрытия спектров и нарушения их ортогональности, а при $\Delta f > \Delta f_{opt}$ ухудшается использование диапазона частот.

Частотные демодуляторы могут быть реализованы как на аналоговых, так и на цифровых устройствах. Вариантов построения аналогового демодулятора ЧМ существует много. Один из вариантов приведён на рис. 10.

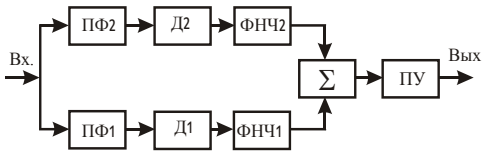


Рис. 10

Такая схема получила в литературе название двухполосной схемы приёма по огибающей. В верхнем тракте демодулятора выделяется огибающая сигнала с частотой f_2 , в нижнем – с частотой f_1 .

той f_1 . В каждом из трактов имеются амплитудные демодуляторы **Д1** и **Д2** и фильтры нижних частот **ФНЧ**. Сигналы трактов вычитаются, и результат сравнивается с порогом.

Во многих цифровых **ЧМ** демодуляторах реализуется принцип классификации принимаемых сигналов по частоте на основе измерения длительности полупериода (или периода) принимаемого сигнала. На основе этих измерений решающее устройство отождествляет принятый сигнал с одним из двух возможных. В результате реальный принятый **ЧМ** сигнал разбивается на элементарные отрезки сигнала, содержащие полупериод несущего колебания.

Определение границ единичных элементов осуществляется с точностью, не превышающей длительность одного элементарного отрезка сигнала.

Разновидностью метода измерения длительности полупериода (периода) принимаемого сигнала является метод измерения разности набега фазы текущего несущего колебания относительно предшествующего периода. Этот метод реализован в схеме, представленной на рис. 11.

Временные диаграммы, поясняющие принцип работы частотного демодулятора, приведены на рис. 12.

Входной сигнал (рис. 12, а) преобразуется усилителем-ограничителем **УО** в прямоугольные импульсы (рис.12, б). В формирователе импульсов сброса **ФИС** выделяются две последовательности коротких импульсов (рис. 12, в и 12, г), следующих с периодом, равным удвоенному периоду входного сигнала $2T_c$, и сдвинутых между собой по времени на один период T_c .

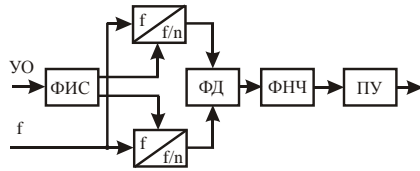


Рис. 11

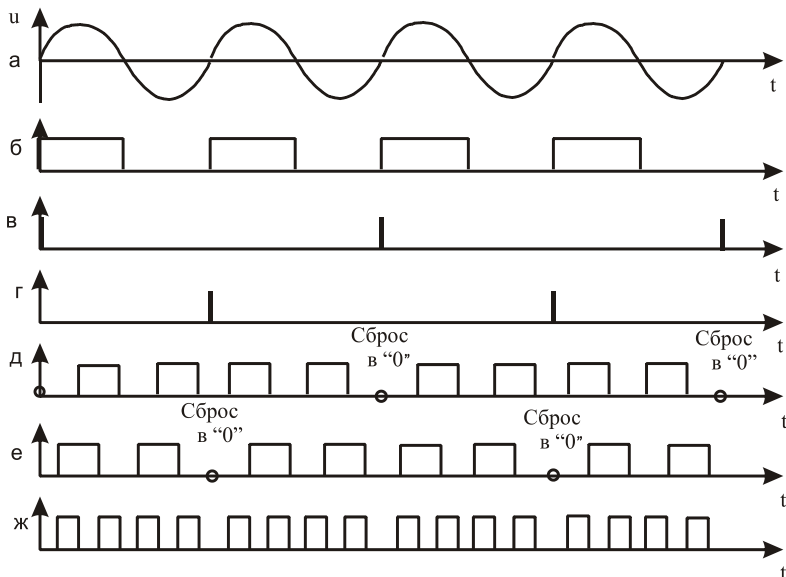


Рис. 12

Эти импульсы поступают на делители частоты, поочерёдно устанавливая их в нулевое состояние (моменты сброса в «0»).

Временные диаграммы рис. 12, д и 12, е изображены для случая приёма средней частоты $f_{cp} = (f_1 + f_2)/2$. В этом случае между сигналами на выходе делителей частоты существует сдвиг фаз, равный четверти их периода, причём знак сдвига фаз меняется после каждого импульса сброса. Сигналы с выходов делителей частоты поступают на вход фазового детектора **ФД**, выполненного в виде сумматора по mod 2. На выходе **ФД** возникает последовательность импульсов (рис. 12, ж), ширина которых зависит от соотношения фаз сигналов на выходах делителей частоты. При приёме частоты $f_2 > f_{cp}$ последовательность импульсов становится шире, а при приёме $f_1 < f_{cp}$ - уже.

Выделяя с помощью **ФНЧ** постоянную составляющую, получаем для указанных выше частот $U_2 > U_1$. Подавая постоянную составляющую на пороговое устройство **ПУ** с порогом срабатывания $U_{срб} = (U_1 + U_2)/2$, получаем на выходе **ПУ** прямоугольные импульсы, соответствующие переданным единичным элементам.

Фазовые модуляторы основаны на управлении фазой сигнала в соответствии с поступающей последовательностью дискретных сигналов. При абсолютной фазовой модуляции передаче символа «1» соответствует нулевое значение начальной фазы несущего колебания и передаче символа «0» - 180° . Такое управление фазой выполняет простейшая схема, приведённая на рис. 13. На вход схемы подаётся синусоидальный сигнал несущего колебания. Работой схемы управляет двуполярный код.

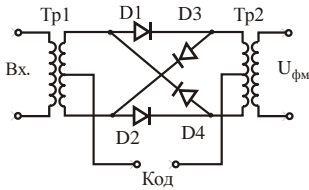


Рис. 13

Когда передаётся символ «1», входное напряжение подключено к входным клеммам так, что слева будет плюс, а справа – минус. При этом открываются диоды **D1** и **D2**, а диоды **D3** и **D4** закрыты. На выход проходит несущее колебание с какой-то начальной фазой, которую принимаем за нулевую.

При передаче символа «0» полярность управляющего напряжения меняется на противоположную. Теперь открываются диоды **D3** и **D4** и закрываются **D1** и **D2**. В результате первичная обмотка второго трансформатора **Tr2** подключается ко вторичной обмотке первого трансформатора **Tr1** с противоположной фазой и на выход проходит несущее колебание с противоположной фазой.

Недостатком этой схемы является необходимость использования двух трансформаторов, что затрудняет её реализацию на дискретных элементах. От этого недостатка свободна схема, показанная на рис. 14. Её работа понятна без дополнительных пояснений.

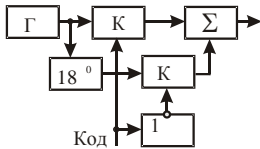


Рис. 14

Абсолютная фазовая модуляция практически не применяется из-за эффекта «обратной работы». Для определения принятого значения фазы в приёмнике необходимо иметь опорный сигнал, совпадающий по частоте и по фазе с несущим колебанием передатчика. Вследствие нестабильности частот опорных генераторов передатчика и приёмника возникнет сдвиг фаз между ними и со временем в результате накапливания расхождения фаз этот сдвиг может достигнуть значения 180° . В результате все символы «0» будут приняты как «1» и наоборот.

Поэтому в системах передачи дискретных сообщений используется только **ОФМ**.

Отличие **ОФМ** от абсолютной **ФМ** заключается в том, что информация о передаваемом дискретном символе заключена в изменении фазы несущего колебания относительно фазы предыдущего элемента сигнала. В частности, по рекомендациям **МККТТ** при передаче символа «0» фаза должна изменяться на 180° , а при передаче символа «1» – не должна. Поскольку для первого символа в сообщении нет предыдущего сигнала, необходимо сначала посылать один дополнительный символ, который станет опорным для первого. Такое управление фазой несущего колебания можно выполнять с помощью модулятора абсолютной **ФМ**, если на его вход подавать перекодированный дискретный сигнал. Перекодирование можно выполнять, например, с помощью схемы, показанной на рис. 15.

Работу этой схемы поясняют временные диаграммы рис. 16.

На один вход схемы подаётся модулирующий код, а на второй – тактовые импульсы, расположенные в середине каждого тактового интервала. На выходе схемы «И» тактовые импульсы **ТИ** появляются только при поступлении на кодовый вход символов «0». Эти импульсы поступают на вход счётного триггера **Тр** и переводят его каждый раз в новое состояние.

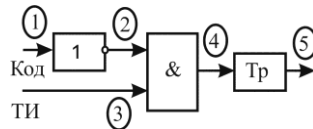


Рис. 15

Таким образом, на выходе этой схемы формируется относительный код, когда символу «0» соответствует изменение напряжения на выходе, а символу «1» – отсутствие изменения напряжения. Этот относительный код появляется на выходе схемы с задержкой по времени, равной половине тактового интервала.

Демодулятор ОФМ можно построить на основе двух подходов, которые реализуются с помощью схем, приведённых на рис. 17 и 18. В обеих схемах на входе используется полосовой фильтр ПФ.

Схему на рис. 17 называют «схемой сравнения фаз». Эта схема осуществляет автокорреляционный (некогерентный) приём, когда опорным напряжением фазового детектора является предыдущая посылка, задержанная в элементе памяти ЭП. Недостатком является необходимость реализации ЭП на частоте несущего колебания.

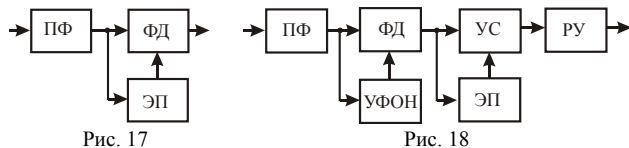


Рис. 17

Рис. 18

Схему на рис. 18 называют «схемой сравнения полярностей». Здесь имеется устройство формирования опорного напряжения УФОИ, с которого опорный сигнал поступает на фазовый детектор. Полярность сигналов на выходе фазового детектора в этой схеме будет изменяться при передаче символа «0» и не будет изменяться при передаче символа «1». В устройстве сравнения УС производится сравнение полярности текущей посылки с полярностью предыдущей, запомненной в ЭП, который теперь хранит просто знак сигнала и может быть выполнен на дискретных элементах. По результату сравнения решающее устройство РУ принимает решение о виде переданного символа.

Модуляторы и демодуляторы ДОФМ рассмотрены ниже при описании аппаратуры «ИА-001».

Модулятор КАМ 16 показан на рис. 19.

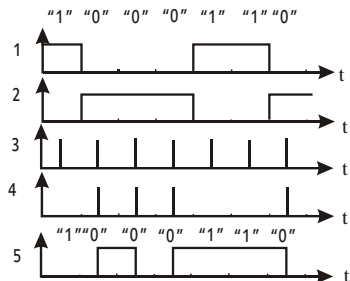


Рис. 16

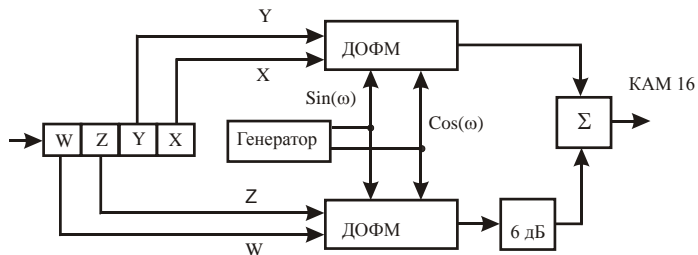


Рис. 19

В этой схеме используются два одинаковых модулятора **ДОФМ**. Исходная последовательность символов разбивается на группы по 4 символа (X, Y, Z, W). Пара первых символов (X, Y) поступает на один модулятор **ДОФМ**, и пара вторых (Z, W) – на другой. С генератора несущего сигнала на модуляторы **ДОФМ** поступают два сигнала со сдвигом по фазе на 90° .

Выходной сигнал одного из модуляторов **ДОФМ** усиливается на 6 дБ, и оба сигнала складываются.

Формирование сигнального созвездия на основе суммирования сигналов показано на рис. 20.

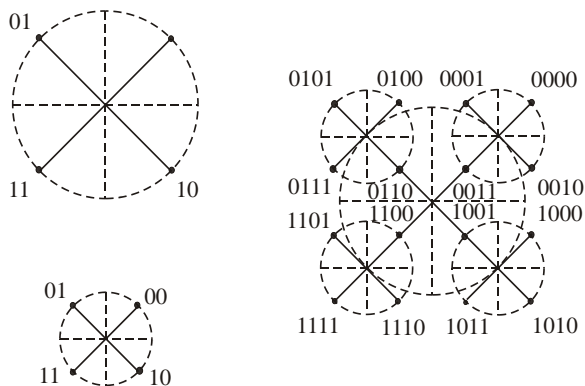


Рис. 20

Синхронизация в аппаратуре передачи данных

Особенностью **СПДС** является необходимость поддержания строго определённого соотношения работы приёмника и передатчика для обеспечения правильной регистрации единичных элементов. В пункте приёма необходимо выделить значащие моменты (**ЗМ**) принимаемого сигнала и моменты начала и окончания кодовых комбинаций. Первое условие обеспечивается устройством синхронизации по элементам (**УСЭ**), которое формирует тактовые сигналы в фазе с **ЗМ** каждого единичного элемента. Эти сигналы поступают на устройство регистрации. Второе условие выполняется с помощью устройства фазирования по циклу (**УФЦ**), устанавливающего необходимое фазовое соотношение между работой приёмного и передающего распределителей.

По способу формирования синхросигналов различают **УСЭ** без обратной связи (разомкнутые) и с обратной связью (замкнутые). В разомкнутых **УСЭ** синхроимпульсы формируются непосредственно из принимаемого сигнала с помощью высокоизбирательных резонансных устройств. Такие **УСЭ** называют резонансными. В замкнутых **УСЭ** синхроимпульсы формируются задающим генератором (**ЗГ**), а затем анализатор сигнала (**АС**) определяет местоположение значащих моментов входного сигнала и измеряет их отклонение от положения синхроимпульсов. Результаты измерения используются для коррекции фазы синхроимпульсов с использованием принципа дискретной фазовой автоподстройки частоты (**ФАПЧ**).

Схема резонансного **УСЭ** приведена на рис. 21.

Особенностью схемы является её простота. Во входном сигнале с равновероятными символами «1» и «0» отсутствует частота f_0 , но присутствует частота $f_0/2$ (рис. 22, диаграмма 1). Поэтому в **АС** производится нелинейное преобразование сигнала для получения высших гармоник входного сигнала. В **АС** производится дифференцирование входных сигналов дифференцирующей цепью **ДЦ1** (рис. 22, диаграмма 2), выпрямление результата дифференцирования с помощью двухполупериодного детектора **ДД** и расширение полученных коротких импульсов с помощью формирователя импульсов **ФИ** до длительности $\tau_0/2$ (рис. 22, диаграмма 3). В этом сигнале уже имеется частота f_0 .

В формирователе синхроимпульсов **ФСИ** эти импульсы воздействуют на высокоизбирательное резонансное устройство **ВИРУ** и возбуждают в нём синусоидальные

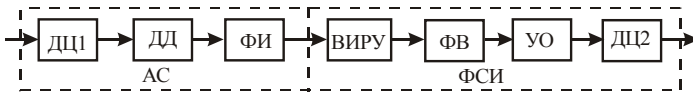


Рис. 21

колебания с частотой f_0 (рис. 22, диаграмма 4). Далее эти сигналы преобразуются в прямоугольные импульсы с помощью усилителя-ограничителя **УО** (рис. 22, диаграмма 5). Из этих импульсов затем с помощью **ДЦ2** формируются необходимые синхросигналы (рис. 22, диаграммы 6 и 7). Подгонка фазы синхросигналов в оптимальное положение осуществляется фазовращателем **ФВ**.

Замкнутые УСЭ являются разновидностью устройств **ФАПЧ**. Два варианта таких устройств приведены на рис. 23 и 24. **АС** в данном случае содержит выделитель значащих моментов **ВЗМ** и **ФД** для того, чтобы не только определить положение **ЗМ**, но и измерить их отклонение от синхроимпульсов.

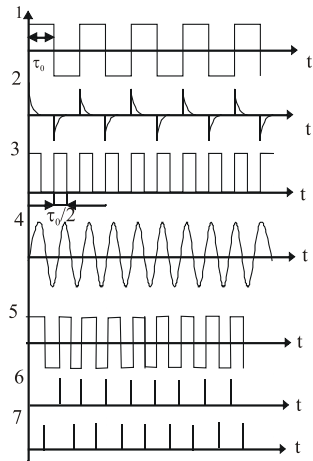


Рис. 22

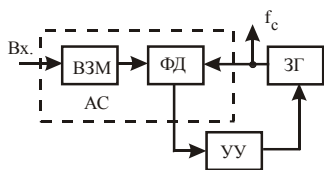


Рис. 23

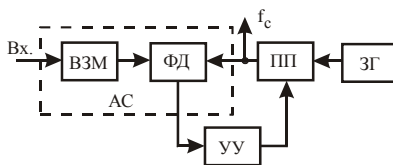


Рис. 24

Устранение обнаруженного фазового рассогласования осуществляется в устройстве управления **УУ**, которое воздействует либо непосредственно на задающий генератор **ЗГ**, изменяя его частоту, либо на промежуточный преобразователь **ПП**, посредством которого фаза **СИ** изменяется при неизменной частоте **ЗГ**.

Соответственно различают замкнутые **УСЭ** с непосредственным воздействием на **ЗГ** (рис. 23) и без непосредственного воздействия (рис. 24).

УСЭ с непосредственным воздействием на ЗГ разделяются на устройства с релейным и плавным управлением частотой. Схема устройства с релейным управлением приведена на рис. 25. В этой схеме **ФД** состоит из двух схем «**И**» и выявляет только знак рассогласования. Два сигнала с выхода **ЗГ** в виде последовательности прямоугольных импульсов, находящихся в противофазе, подаются на схемы «**И**» фазового дискриминатора. На вторые входы этих схем поступают короткие импульсы, соответствующие **ЗМ**.

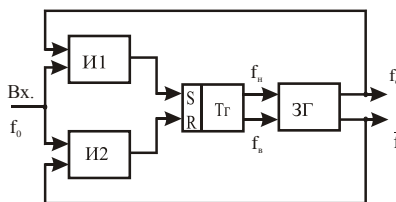


Рис. 25

Управляющим устройством является триггер **Тг**, состояние которого задаёт параметры частотозадающих элементов **ЗГ** и соответственно определяет значение частоты формируемого сигнала.

На рис. 26 показаны две возможные ситуации, когда **СИ** опережает **ЗМ** (а) и когда отстаёт (б). В первом случае короткие импульсы появляются на выходе схемы **И1**, а во втором – на выходе схемы **И2** (рис. 25).

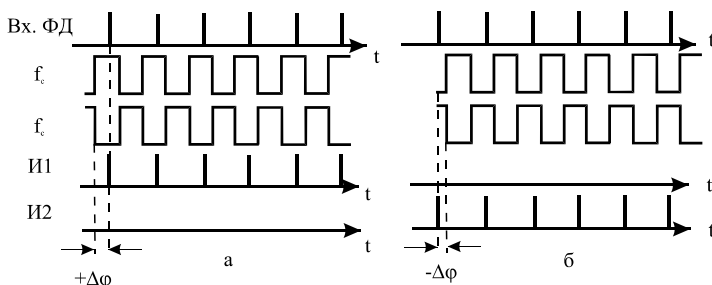
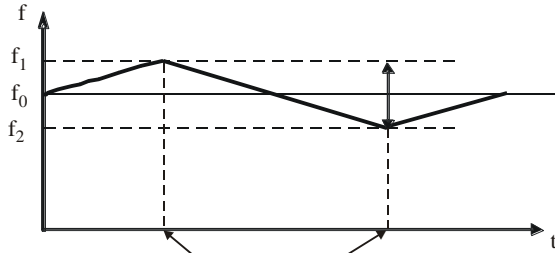


Рис. 26

Вследствие инерционности **ЗГ** частота синхросигнала будет изменяться во времени плавно, примерно так, как показано на рис. 27.



Моменты переключения триггера

Рис. 27

Схема УСЭ с плавным управлением приведена на рис. 28.

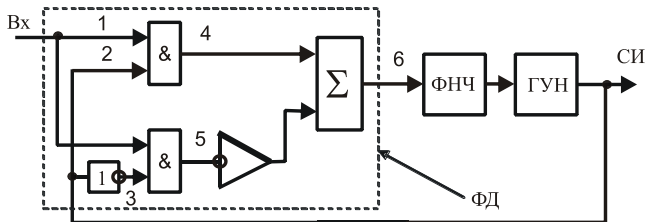


Рис. 28

В этой схеме сигнал со входа (рис. 29, диаграмма 1) и сигнал ГУН (рис. 29, диаграмма 2) подаются на вход фазового дискриминатора **ФД**, выполненного на логических схемах **И (&)**, логическом инверторе, алгебраическом инверторе и сумматоре. На одну из схем **И** фазового дискриминатора сигналы местного генератора подаются через логический инвертор (рис. 29, диаграмма 3). Затем сигналы совпадения и несовпадения, изображенные на диаграммах 4 и 5 рис. 29 поступают на сумматор.

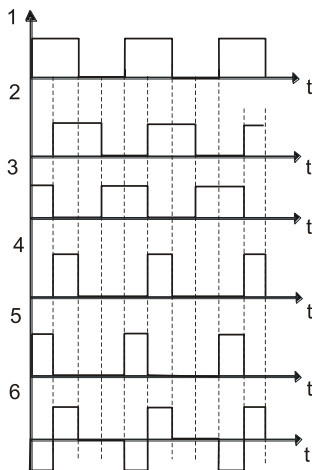


Рис. 29

Причём один из них подаётся через алгебраический инвертор с отрицательным знаком. ФНЧ выделяет постоянную составляющую сигнала, формируемого в точке 6 этой схемы, которая воздействует на ГУН и перестраивает его так, чтобы добиться синхронного состояния. В синхронном состоянии входной сигнал и сигнал ГУН совпадают по частоте, а их фазы сдвинуты на четверть периода (90^0).

На рис. 29 приведены временные диаграммы в соответствующих точках схемы для синхронного состояния при приёме идеального сигнала в виде периодической последовательности нулей и единиц. При этом постоянная составляющая сигнала в точке 6 равна 0.

При изменении частот одного из сигналов или фазового соотношения между ними появляется постоянная составляющая выходного сигнала соответствующего знака и управляет частотой ЗГ.

Общими недостатками УСЭ с непосредственным воздействием на ЗГ являются низкая стабильность частоты генератора и невозможность использования одного генератора для работы нескольких устройств синхронизации. От недостатков этих устройств свободны УСЭ без непосредственного воздействия на ЗГ. Варианты реализации таких устройств рассмотрены далее при описании аппаратуры «ИА-001».

КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ АППАРАТУРЫ «ИА 001»

Назначение и основные характеристики

Аппаратура «ИА-001» предназначена для преобразования дискретных посылок двоичного кода в сигнал, пригодный для передачи по стандартному телефонному каналу. В аппаратуре осуществляются модуляция сигналов, а также коррекция фазовых искажений, возникающих при передаче сигналов в тракте передачи. При этом обеспечивается передача сигналов в двух направлениях одновременно (прямой и обратный каналы в полосе 300 - 3400 Гц).

Аппаратура может использоваться для организации передачи дискретной информации по схеме с обратным каналом (передача с переспросом). В этом случае используются дополнительные устройства, обеспечивающие избыточное кодирование и регистрацию ошибок в принятых кодовых комбинациях. В комплект аппаратуры могут входить также устройства сопряжения для стыковки с ЭВМ.

Каналы передачи данных, использующие подобную аппаратуру, характеризуются весьма низкой допустимой вероятностью искажения двоичной информации, и поэтому в аппаратуре реализованы эффективные принципы модуляции и демодуляции сигналов при достаточно высоких скоростях передачи информации.

Модем (модулятор-демодулятор) обеспечивает синхронный прием и передачу информации со скоростью 600, 1200 и 2400 бит/с в прямом канале и асинхронный прием и передачу со скоростью 75 бит/с в обратном. При этом в прямом канале используются

сигналы с относительной фазовой модуляцией (**ОФМ**) (однократной при скоростях 600 и 1200 бит/с и двукратной при скорости 2400 бит/с).

Основные характеристики аппаратуры:

- коэффициент ошибок при приеме информации в прямом канале не более 10^{-4} при действии шумов, уровень которых на 13 дБ ниже уровня сигнала на скорости 2400 бит/с;
- допустимое изменение уровня сигнала на входе приемной части ± 6 дБ относительно номинального уровня;
- допустимая величина сдвига несущих частот двух станций ± 6 Гц;
- допустимое время обрыва канала связи, при котором не происходит расфазировки по тактовой частоте не менее 10 с;
- исправляющая способность регенератора приемника не менее 45 %;
- допустимое число переприемных пунктов (переприем по низкой частоте) 12 при скоростях 600 и 1200 бит/с и 8 при 2400 бит/с;
- максимальная протяженность магистрали 13.9 тыс. км.

Структурная схема аппаратуры

Упрощенная структурная схема аппаратуры «**ИА-001**» изображена на рис. 30.

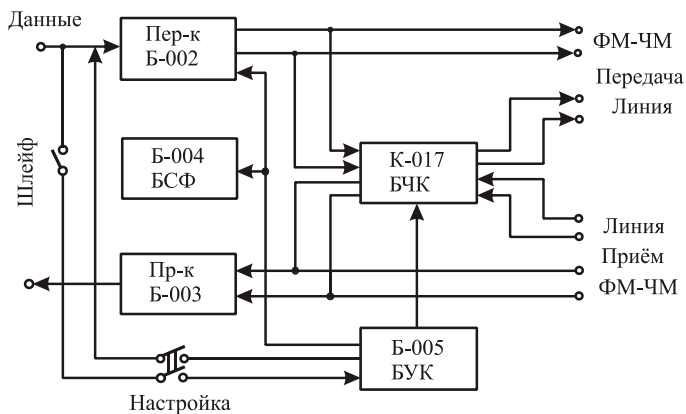


Рис. 30

Данные в виде двоичного кода поступают в передатчик **Б-002** со скоростью 600, 1200 или 2400 бит/с. В него могут поступать и импульсы сигнала обратного канала, формируемые в блоке управления и контроля. В передатчике производится преобразование двоичного кода в сигнал **ОФМ** (одно- или двукратной). Несущая частота сигналов, поступающих в канал связи, 1800 Гц. Для передачи импульсов обратного канала используется частотная манипуляция, при которой символ «1» передается частотой 390 Гц, а символ «0» – частотой 450 Гц. С выхода передатчика суммарный сигнал поступает в блок **Б-017** частотной коррекции и далее - в канал связи. В блоке частотной коррекции производится регулировка уровня выходного сигнала, а также коррекция амплитудно-частотной характеристики (**АЧХ**) соединительной линии.

Из линии связи модулированный сигнал поступает в приемную часть блока частотной коррекции. Здесь также производится регулировка уровня и коррекция АЧХ соединительных линий. Кроме того, фазовым корректором осуществляется коррекция неравномерности группового времени запаздывания (ГВЗ) в канале связи.

В приемнике **Б-003** производится детектирование и регенерация по длительности принятых информационных импульсов. Опорные сигналы для работы передатчика, синхронного детектора и регенерации поступают из блока синхронизации и фазирования **Б-004**. Выбор режимов и скоростей работы стойки производится с помощью блока управления и контроля **Б-005**. Это устройство обеспечивает также контроль за исправностью отдельных узлов аппаратуры.

Переговорно-вызывное устройство позволяет вести телефонные переговоры операторов по каналу связи при отсутствии передачи данных (режим **ПЕРЕГОВОРЫ**).

Кроме основного режима работы аппаратуры **ДАнные**, существуют режимы **ШЛЕЙФ** и **НАСТРОЙКА**. В режиме **ШЛЕЙФ** выход приемника подключается к входу передатчика, и полученные из канала связи информационные импульсы передаются следующей станции. В этом режиме аппаратура выполняет функции переприемного пункта на линии связи. В режиме **НАСТРОЙКА** на вход передатчика поступает последовательность импульсов (рекуррентная последовательность с периодом $2^5 - 1$) от датчика контрольной комбинации. С выхода передатчика через блок частотной коррекции фазоманипулированный сигнал поступает в линию и далее - на приемник модема удаленной станции, находящийся также в режиме **НАСТРОЙКА**. С выхода приемника принятый сигнал поступает на схему контроля, где сравнивается с сигналом эталонного датчика удаленной станции. В случае искажения принятого импульса схема контроля выдаёт сигнал «ошибка», под воздействием которого загорается лампа «ошибка» на лицевой панели блока управления.

При настройке на канал связи необходимо с помощью фазового корректора добиться отсутствия ошибок в принимаемой информации.

Блок синхронизации и фазирования

Блок синхронизации и фазирования обеспечивает синхронную работу всех узлов аппаратуры. Он формирует следующие сигналы:

- колебания, синхронные с принимаемыми посылками, необходимые для когерентной демодуляции **ОФМ** сигналов;
- импульсы регенерации принимаемых посылок и колебания тактовой частоты приемника (посимвольная синхронизация);
- сигналы тактовой частоты при обрыве канала связи;
- колебания вспомогательных частот;
- сигналы функционального контроля приемной части аппаратуры.

Блок состоит из следующих функциональных узлов: кварцевого генератора (**КГ**), делителей частоты (**ДЧ**), устройства поддержания тактовой синхронизации, фазировочного устройства **ФУ**, схемы выделения синхронной частоты (**СВСЧ**), схемы контроля приемника.

Задающий **КГ** вырабатывает колебание частоты 1036.8 кГц с нестабильностью не хуже 10^{-4} . С помощью трех ветвей деления блок формирует из этого сигнала сетку опорных частот, необходимых для работы аппаратуры. **СВСЧ** обеспечивает получение двух колебаний частоты 14.4 кГц (**СЧ1**, **СЧ2**), равной начальной частоте несущей **ОФМ**

посылок. Колебания сдвинуты по фазе на 90^0 и используются при синхронной (когерентной) демодуляции принимаемых сигналов **ОФМ**.

Формирование когерентного колебания осуществляется импульсной автоматической подстройкой фазы за счет воздействия на промежуточный делитель. Подстройка фазы достигается добавлением или вычитанием импульсов **КГ** на входе промежуточно-го делителя с коэффициентом деления $m = 72$.

Функциональная **схема выделения синхронной частоты** приведена на рис. 31.

Посылки **ОФМ** сигналов поступают в устройство входной дискретизации **ВД**. На выходе устройства формируется последовательность коротких импульсов, совпадающих по времени с фронтами посылок. Эти импульсы поступают на один вход цифрового фазового детектора **ЦФД**. На другой вход **ЦФД** поступает колебание с основного делителя **ОД**. В зависимости от знака рассогласования по фазе колебаний, действующих на входах **ЦФД**, на одном из двух выходов формируется сигнал, открывающий схемы **И1** или **И2**. В зависимости от того, какая из этих схем открыта, импульсы от **КГ** поступают либо на суммирующий, либо на вычитающий вход реверсивного счетчика **РС**, который необходим для уменьшения влияния шумов и случайных рассогласований. Емкость **РС** равна 16, поэтому только после поступления 16 импульсов с выходного устройства **ВД**, опережающих сигнал **ОД**, на выходе **РС** появляется сигнал «исключение» (-), по которому схема добавления и исключения **ДИ** исключает соответствующий импульс **КГ** на входе **ОД**. Фаза колебания на выходе **ОД** при этом изменится в сторону опережения на величину $\varphi_k = \pi/m$, т.е. величину периода колебаний **КГ**.

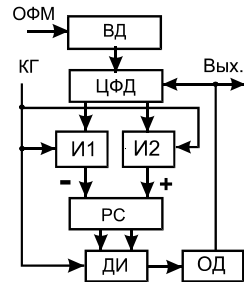


Рис. 31

Если при этом рассогласование на входах **ЦФД** не устранено, то через 16 импульсов с устройства **ВД** процедура повторяется. Фаза выходного сигнала **ОД** снова изменится на величину шага корректирования. После каждого срабатывания схемы **ДИ** реверсивный счетчик сбрасывается в нулевое (исходное) состояние.

При отставании колебаний на выходе устройства **ВД** от сигнала с **ОД** на втором выходе **ЦФД** появится сигнал, открывающий схему **И2**. Если отставание устойчиво (имеет место в течение 16 периодов частоты **ВД**), то на выходе **РС** появится сигнал «добавление» (+). По нему схема **ДИ** добавит один импульс в поток на входе **ОД**. Фаза колебания на выходе **ОД** изменится на величину $\varphi_k = \pi/m$ в сторону отставания.

Процесс изменения фазы сигнала, формируемого **ОД**, будет продолжаться до тех пор, пока разность фаз колебаний на входах **ЦФД** не окажется меньше шага корректирования φ_k .

Фазирующее устройство (ФУ) обеспечивает посимвольную синхронизацию и формирует импульсы тактовой частоты (**ТЧ**) приемника, равной скорости передачи информации, и импульсы частоты манипуляции (**СМ1**, **СМ2**, **СМ3**), равной скорости манипуляции. Так же, как схема выделения синхронной частоты, **ФУ** представляет собой систему автоматического регулирования с дискретным управлением. Однако реализация **ФУ** позволяет осуществить управление фазой колебания на выходе **ДЧ**, пропорциональное величине рассогласования.

Этот эффект достигается тем, что фазовый детектор схемы **ФУ** обеспечивает пропорциональное изменение соотношения частот следования импульсов добавления и вычитания в зависимости от знака и величины разности фаз на входах **ЦФД**.

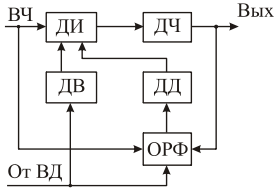


Рис. 32

Функциональная схема **ФУ** приведена на рис. 32. В состав **ФУ** входят следующие устройства: делитель частоты **ДЧ**, устройство оценки разности фаз **ОРФ**, делитель добавления **ДД**, делитель вычитания **ДВ**, устройство добавления и исключения **ДИ**. Подстройка фазы производится на выходе **ДЧ**. На его вход поступают импульсы **ВЧ** с периодом τ через схему **ДИ** с добавленными и исключенными импульсами. Коэффициент деления делителя $m=72$. Импульсы из блока **ВД**, соответствующие фронтам посылок, поступают на вход **ОРФ**. На другой вход этой же схемы подается сигнал с выхода **ДЧ**. Устройство **ОРФ** фактически является ключом, который открывается импульсом с выхода **ВД** и закрывается задним фронтом импульса с выхода **ДЧ**. В итоге формируется пачка импульсов **ВЧ**, число импульсов в которой пропорционально интервалу времени t_p (см. рис. 33).

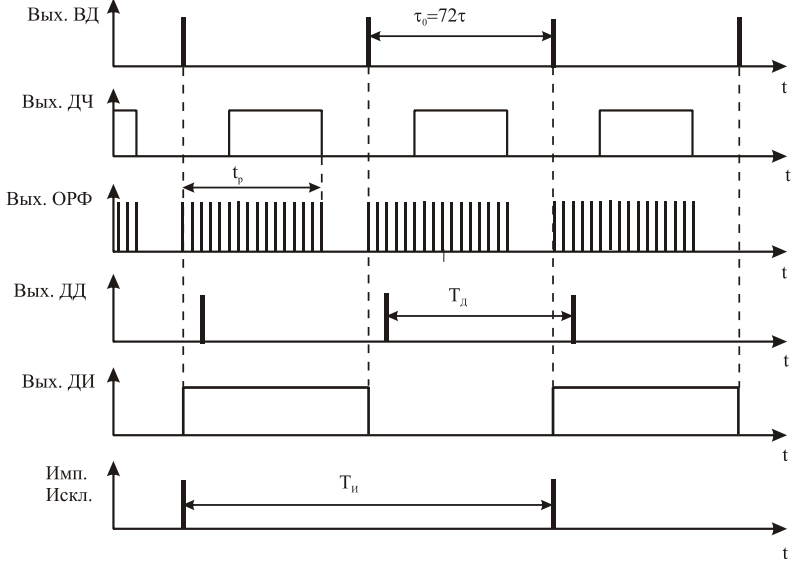


Рис. 33

Импульсы пачки поступают на вход **ДД**. Каждый 72-й импульс, поступивший на вход **ДД**, является импульсом добавления.

Из рис. 33 можно видеть, что период следования импульсов добавления определяется выражением

$$T_o = nt_p + S\tau, \quad (1)$$

где τ - период следования импульсов **ВЧ**; S - коэффициент деления **ДД**; n - число разрывов на интервале T_0 ; $n = \left\lfloor \frac{S}{S - t_p/\tau} \right\rfloor$, \bullet - целая часть дроби.

Из рис. 33 и выражения (1) следует, что период следования импульсов добавления зависит от временного рассогласования t_p .

Период следования импульсов исключения не меняется и определяется коэффициентом деления **ДВ**. Этот коэффициент выбирается таким образом, чтобы в режиме синфазности имело место равенство $T_0 = T_e$. Режим синфазности в рассматриваемом устройстве соответствует условию $t_p = \tau_0/2 = S\tau/2$, поэтому $T_0 = 2S\tau = 2\tau_0$. При этом в каждой пачке на выходе устройства **ОРФ** имеется 36 импульсов.

Поток импульсов исключения при этом может быть сформирован делением на два частоты следования импульсов с выхода устройства **ВД**.

Эффект от совместного воздействия импульсов добавления и исключения определяется тем, каких импульсов в единицу времени поступает больше. Например, на рис. 33 импульсов добавления больше, чем импульсов исключения. В этом несинхронном состоянии, когда выходные импульсы отстают по фазе от импульсов с выхода устройства **ВД**, число импульсов в пачке на выходе **ОРФ** больше 36 и $T_0 < T_n$. Поэтому выходные импульсы схемы рис. 32 будут постепенно смещаться влево, пока не наступит синхронное состояние.

В противоположном состоянии, когда выходные импульсы опережают по фазе импульсы с выхода устройства **ВД**, число импульсов в пачке на выходе **ОРФ** меньше 36 и $T_0 > T_n$. Поэтому импульсов исключения будет больше, чем импульсов добавления и выходные импульсы будут постепенно смещаться вправо, пока не наступит синхронное состояние.

Основные параметры устройств синхронизации

К основным параметрам устройств синхронизации относятся погрешность синхронизации, время синхронизации и время поддержания синхронизма.

Погрешность синхронизации ε характеризует наибольшее отклонение фазы синхроимпульсов от их оптимального положения. Погрешность синхронизации складывается из статической и динамической: $\varepsilon = \varepsilon_{ст} + \varepsilon_{дин}$. Статическая погрешность является аппаратурной и определяется фазовыми отклонениями. Причиной статической погрешности может быть нестабильность частот генераторов. Динамическая погрешность характеризует степень увеличения фазовых отклонений синхроимпульсов (**СИ**) в условиях поступления на вход приёмника из канала связи сигналов, искажённых шумами и помехами.

Время синхронизации t_c - время, необходимое для устранения возникшего фазового рассогласования между **СИ** и принимаемыми единичными элементами. Этот параметр характеризует быстродействие устройства синхронизации.

Время поддержания синхронизма $t_{н.с.}$ - время, в течение которого фаза **СИ** не выйдет за допустимые пределы рассогласования $\varepsilon_{доп}$.

При дискретном управлении фаза **СИ** принимает дискретные значения с точностью до шага коррекции $\varphi_k = 1/m$. При наличии расхождения частот генераторов с коэффициентом нестабильности K_z к этой величине добавляется фазовое рассогласование, накапливаемое в промежутке между двумя соседними моментами корректирования t_{cp} : $\varphi_z = 2K_z t_{cp} / \tau_0$. Учитывая ёмкость реверсивного счётчика M и тот факт, что в реальных сигналах значащие моменты встречаются с вероятностью $P_{3M} = 0,3...0,5$, можно записать: $t_{cp} = \tau_0 M / P_{3M}$. В итоге: $\varepsilon_{cm} = 1/m + 2K_z M / P_{3M}$.

Динамическая погрешность в условиях краевых искажений единичных элементов зависит от коэффициента деления делителя m и ёмкости реверсивного счётчика M . При значениях $m > 100$ и нормальном распределении краевых искажений входного сигнала со средним значением, равным 0, и среднеквадратическим отклонением σ_0 распределение смещений фазы **СИ** также является нормальным с дисперсией $\sigma_c^2 = (\sigma_0 / mM) \sqrt{\pi/2}$. С учётом правила трёх сигм можно записать общую погрешность: $\varepsilon = 1/m + 2K_z M / P_{3M} + 3\sqrt{0,628\sigma_0 / mM}$.

Время синхронизации максимально при наибольшем начальном отклонении импульсов на время $\tau_0/2$. В результате каждой коррекции, происходящей через время t_{cp} , фазовое рассогласование уменьшается на величину $\Delta t = \tau_0/m$. Полная компенсация в итоге произойдёт за время $t_c = mM\tau_0/2P_{3M}$.

Время поддержания синхронизма при заданном допустимом фазовом рассогласовании $\varepsilon_{доп}$ из-за нестабильности частот генераторов и в условиях отсутствия значащих моментов в принятом сигнале: $t_{nc} = \varepsilon_{доп} \tau_0 / 2K_z$.

Блок передатчика

В блоке передающего устройства **Б-002** (рис. 34) осуществляются однократная (или двукратная) **ОФМ** несущей частоты 1,8 кГц в прямом канале и частотная модуляция в обратном канале.

В прямом канале осуществляется передача данных. По обратному каналу могут передаваться сигналы «запрос» и «подтверждение» в режиме работы с переспросом. Полезная информация в двоичном коде (**Данные**) поступает во входное устройство, где происходит преобразование биполярных импульсов в однополярные с параметрами, необходимыми для работы используемых микросхем. Далее сигнал поступает на регенератор, где осуществляется привязка импульсов двоичного кода к фронту импульсов **ТЧ**.

В режиме **ДОФМ** для увеличения скорости передачи импульсы входного кода должны быть в два раза короче, чем в режиме **ОФМ**. При этом символы разделяются на два потока: поток четных и поток нечетных символов. Длительность каждого символа при этом удваивается, и они совмещаются по времени. Пара совмещенных во времени символов (четный и нечетный) образуют дибит. По содержанию текущего дибита и значению фазы предыдущей посылки, которое определяется номером ключа, открытого на предыдущем интервале, кодопреобразователь формирует сигналы, открывающие один из ключей **К1 - К4**. Этим обеспечивается изменение начальной фазы $\Delta\varphi$ очеред-

ной посылки (по отношению к начальной фазе φ_{i-1} предыдущей посылки):

$$\Delta\varphi = \varphi_i - \varphi_{i-1}.$$

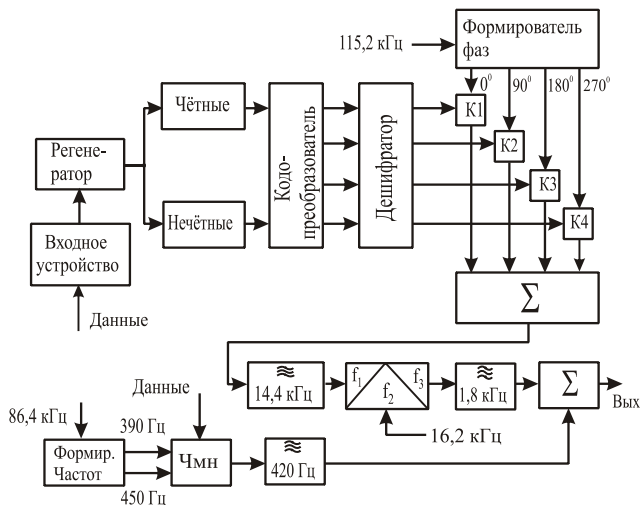


Рис. 34

Соотношение между значением $\Delta\varphi$ и содержанием дибита (манипуляционный код) приведено в таблице.

Колебания частоты 14,4 кГц на ключи **К1 – К4** поступают по четырем цепям из формирователя фаз.

Между сигналами в этих цепях создан сдвиг по фазе 90° , 180° , 270° относительно первой цепи (начальная фаза колебания в которой принята за ноль). Сигналы упомянутых цепей формируются в делителе на 8, на вход которого поступает сигнал частоты 115,2 кГц.

Дибит	$\Delta\varphi, ^\circ$
00	0
10	90
11	180
01	270

В режиме однократной **ОФМ** фаза несущей частоты изменяется на 180° при поступлении на вход кодопреобразователя символа «1» и не изменяется при поступлении символа «0». Необходимые изменения в схеме производятся переключателем «**СКОРОСТЬ ПЕРЕДАЧИ**», расположенным на лицевой панели блока управления и контроля.

С выхода фазового манипулятора сигнал поступает на вход полосового фильтра с полосой пропускания 2,4 кГц и далее - на один из входов преобразователя частоты. С помощью опорной частоты 16,2 кГц производится перенос спектра сигнала **ОФМ** вниз - в полосу частот телефонного канала.

Сигналы обратного канала поступают на частотный манипулятор, где осуществляется коммутация частот 390 и 450 Гц. С частотного манипулятора **ЧМ** сигнал подает-

ся на вход полосового фильтра 420 ± 50 Гц, выход которого объединен с выходом фильтра прямого канала.

Сигнал **ФМ-ЧМ** далее поступает через блок частотной коррекции в канал связи.

Приемное устройство

Блок приемника **Б-003** предназначен для приема из канала связи сигналов **ОФМ-ЧМ**, демодуляции и выдачи результата в виде последовательного двоичного кода.

В приемнике прямого канала производится регенерация (восстановление по длительности и моментам появления) посылок принятого сигнала с помощью импульсов тактовой синхронизации. Сигнал **ОФМ-ЧМ** поступает из блока частотной коррекции на вход разделительных фильтров, где разделяются **ОФМ** и **ЧМ** составляющие сигнала (см. рис. 35). Посылки с **ОФМ** на частоте 1.8 кГц поступают в приемник прямого канала на преобразователь частоты. В нем производится перенос спектра на несущую 14.4 кГц для уменьшения краевых искажений при детектировании.

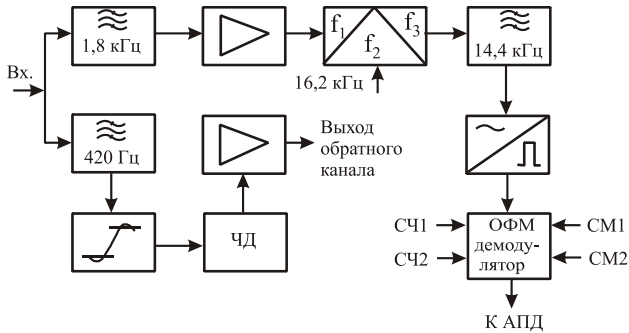


Рис. 35

Рассмотрим работу демодулятора сигналов **ДОФМ**. Он осуществляет принцип когерентного приема. Упрощенная структурная схема демодулятора приведена на рис. 36.

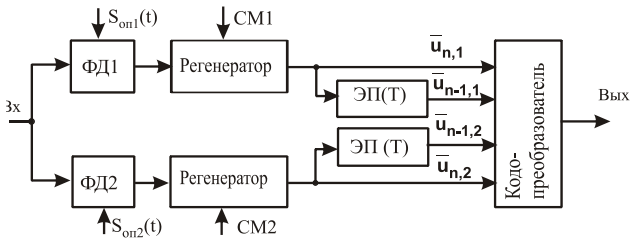


Рис. 36

На входы двух фазовых (синхронных) детекторов **ФД** поступают посылки с **ДОФМ**. В качестве опорных колебаний в **ФД** используются колебания **СЧ1** и **СЧ2**,

сдвинутые по фазе на 90° относительно друг друга и на $\pm 45^\circ$ относительно возможных положений сигналов несущих частот посылок (см. векторную диаграмму на рис. 37).

Колебания **СЧ1** и **СЧ2** формируются схемой выделения синхронной частоты блока синхронизации.

Фазовые детекторы осуществляют операцию вида:

$$u = \int_0^T x(t) S_{on}(t) dt .$$

Напряжение на выходах **ФД1** и **ФД2** пропорционально косинусу и синусу разности начальных фаз принимаемой посылки $x(t)$, $0 \leq t \leq T$ и опорного колебания

$S_{on}(t)$:

$$S_{on1}(t) = S_{cv1}(t) = \sin(\omega t + \pi/4) ,$$

$$S_{on2}(t) = S_{cv2}(t) = \cos(\omega t + \pi/4) .$$

Следовательно, на выходе первого **ФД** формируются последовательно напряжения:

$$u_{n-1,1} \approx \int_0^T x_{n-1}(t) S_{on1}(t) dt = \sin(\varphi_n - \pi/4) ,$$

$$u_{n,1} \approx \int_0^T x_n(t) S_{on1}(t) dt = \sin(\varphi_n - \pi/4) .$$

Соответственно на выходе второго **ФД**:

$$u_{n-1,2} \approx \int_0^T x_{n-1}(t) S_{on2}(t) dt = \cos(\varphi_{n-1} - \pi/4) ,$$

$$u_{n,2} \approx \int_0^T x_n(t) S_{on2}(t) dt = \cos(\varphi_n - \pi/4) .$$

Здесь φ_{n-1} и φ_n - начальные фазы пары посылок $x_{n-1}(t)$ и $x_n(t)$. Разность этих начальных фаз и фаз $S_{on1}(t)$ и $S_{on2}(t)$ несет информацию о содержании передаваемого дибита.

Значение дибита определяется знаками напряжений $u_{n-1,1}$, $u_{n,1}$, $u_{n-1,2}$, $u_{n,2}$. Поэтому сигналы с выхода **ФД** формируются по уровням 1 и 0. На выходах регенератора, таким образом, образуется 4-позиционный код $(\bar{u}_{n-1,1}, \bar{u}_{n,1}, \bar{u}_{n-1,2}, \bar{u}_{n,2})$, где $\bar{u}_{n-1,1}$, $\bar{u}_{n,1}$, $\bar{u}_{n-1,2}$ и $\bar{u}_{n,2}$ - соответствующие нормированные значения.

Кодопреобразователь преобразует 4-позиционный код в 2-позиционный (двоичный). Алгоритм преобразования [1]:

$$\text{Дибит} = \begin{cases} \text{нечётный_символ} = \text{sign}(\bar{u}_{n-1,1}\bar{u}_{n,2} - \bar{u}_{n,2}\bar{u}_{n-1,2} + \bar{u}_{n-1,1}\bar{u}_{n,1} + \bar{u}_{n-1,2}\bar{u}_{n,2}) , \\ \text{чётный_символ} = \text{sign}(\bar{u}_{n-1,1}\bar{u}_{n,1} + \bar{u}_{n-1,2}\bar{u}_{n,2} - \bar{u}_{n-1,1}\bar{u}_{n,2} + \bar{u}_{n,1}\bar{u}_{n-1,2}) . \end{cases}$$

Преобразования реализуются с помощью логических элементов **И**, **ИЛИ**, **НЕ**.

Фазовые детекторы в аппаратуре реализованы с помощью устройств логического умножения и интеграторов на основе **ФНЧ**. В регенераторе выполняется не только формирование уровней, но и восстановление длительности посылок с помощью частот манипуляции **СМ1** и **СМ2**. Элементы памяти **ЭП** производят задержку посылок $\bar{u}_{n-1,1}$ и

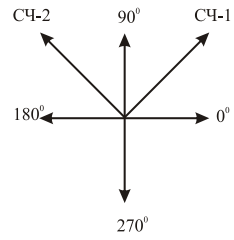


Рис. 37

$\bar{u}_{n-1,2}$ на время, равное длительности посылки (τ_0). Таким образом, на входе кодопреобразователя все символы 4-позиционного кода действуют одновременно. В аппаратуре ЭП реализованы в виде регистра из двух триггеров: состояние первого определяется посылкой $\bar{u}_{n-1,1}$, а второго – $\bar{u}_{n-1,2}$.

В режиме однократной **ОФМ** работает только один канал, и принимаемый символ кода формируется по правилу: $\text{символ_кода} = \bar{u}_{n-1,2}\bar{u}_{n,2}$.

Необходимые изменения осуществляются при переключении переключателя **СКОРОСТЬ ПЕРЕДАЧИ**, расположенного на лицевой панели блока управления и контроля.

Фазовый корректор

Фазовый корректор предназначен для выравнивания частотных характеристик **ГВЗ** телефонного канала связи при числе переприемных пунктов от одного до восьми в полосе частот от 900 до 2700 Гц.

Фазовый корректор состоит из двух частей:

- постоянной части (стандартного корректора), рассчитанной на выравнивание средней неравномерности **ГВЗ** канала, зависящей в основном от числа переприемных участков;
- переменной части, позволяющей корректировать неравномерности характеристики **ГВЗ**, определяемые индивидуальными особенностями используемого телефонного канала. Выравнивание производится независимо для нижней и верхней половин используемого диапазона частот телефонного канала.

Величина $\Delta t(f)$ **ГВЗ** на каждой частоте является величиной случайной, среднее значение которой $\Delta t_{cpn}(f)$ определяется в основном числом переприемных пунктов n по низкой частоте. Характеристика **ГВЗ** постоянной части фазового корректора $\Delta t_n(f)$ выбирается так, чтобы $\Delta t_{cpn}(f) + \Delta t_n(f) = const$, $0,9 \kappa \Gamma \zeta \leq f \leq 2,7 \kappa \Gamma \zeta$.

Поскольку реальная характеристика **ГВЗ** выбранного канала $\Delta t_{kn}(f)$ отличается от $\Delta t_{cpn}(f)$, то постоянная часть корректора не всегда может обеспечивать нужную степень равномерности результирующей характеристики **ГВЗ**, т. е.:

$$\Delta t_{kn}(f) + \Delta t_n(f) \neq const, \quad 0,9 \kappa \Gamma \zeta \leq f \leq 2,7 \kappa \Gamma \zeta.$$

Переменная часть корректора $\hat{\Delta} t(f)$ позволяет достичь приемлемой равномерности результирующей характеристики:

$$\Delta t_{kn}(f) + \Delta t_n(f) + \hat{\Delta} t(f) = const, \quad 0,9 \kappa \Gamma \zeta \leq f \leq 2,7 \kappa \Gamma \zeta.$$

Постоянная часть фазового корректора состоит из последовательно соединенных фазовых звеньев: секции на один переприемный участок, двух секций на два переприемных участка и одной секции на четыре переприемных участка. Каждая секция состоит из каскадно-соединенных активных **РС**-фильтров (рис. 4, б). Коммутация секций производится тумблерами **ВЫРАВНИВАНИЕ ГВЗ, УЧАСТКИ** на лицевой панели блока коррекции **Б-017**.

Переменная часть корректора состоит из **ВЧ** и **НЧ** частей. **НЧ** часть выравнивает **ГВЗ** в области частот от 900 до 1800 Гц, **ВЧ** часть – в области 1800 - 2700 Гц.

Перестройка переменной части производится с помощью переключателей **ВЫРАВНИВАНИЕ ГВЗ, НЧ-ВЧ**, расположенных на лицевой панели блока управления. Характеристики ГВЗ переменной части фазового корректора приведены на рис.38.

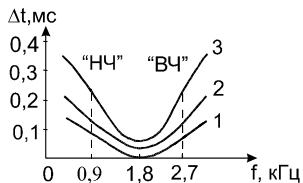


Рис. 38

Конструкция аппаратуры

Конструктивно аппаратура изготовлена в виде стойки, в которой размещены 6 вставных блоков: блок передатчика **Б-002**, блок приемника **Б-003**, блок синхронизации и фазирования **Б-004**, блок управления и контроля **Б-005**, блок коррекции **Б-017**, блок питания **ДП-132**.

Блоки крепятся в стойке с помощью специального винтового крепления. В блоках расположены субблоки, каждый из которых выполнен в виде печатной платы с разъемом и контрольной колодкой.

Передние панели блоков **Б-002**, **Б-003** и **Б-004** заменены панелями, на которых выгравированы упрощенные функциональные схемы этих блоков и размещены контрольные гнезда, что позволяет наблюдать осциллограммы в различных точках схемы блоков и выполнять исследования, предусмотренные программой выполнения лабораторных работ.

Лабораторная работа № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕКЦИИ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Цель работы: ознакомиться с принципами коррекции фазовых искажений и исследовать их влияние на параметры сигнала и качество передачи дискретной информации.

Примечание. При исследовании коррекции фазовых искажений роль канала передачи, обуславливающего фазовые искажения, выполняет блок **Б-017**, расположенный в стойке **ЗИП**. В дальнейшем этот блок именуется как **Б-017 (2)**.

Порядок выполнения работы

1. Измерить коэффициент ошибок. Для этого собрать схему по рис. 39.

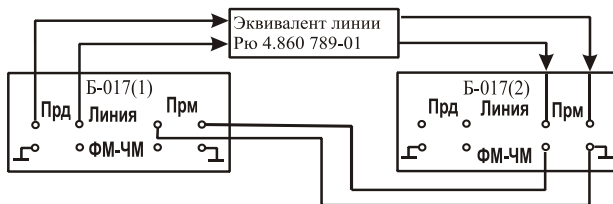


Рис. 39

Переключатель **РЕЖИМ** на блоке **Б-005** поставить в положение **НАСТРОЙКА**.

Включить аппаратуру тумблером в блоке питания. При этом на его лицевой панели должна загореться лампочка **СЕТЬ**, а на **Б-005** – лампа **УРОВЕНЬ-НОРМА**. Установить переключатели на лицевой панели **Б-017 (2)** в соответствии с таблицей.

№ бригады	ВЫРАВНИВАНИЕ ГВЗ		
	НЧ	ВЧ	Участки
1	1	0	6
2	0	2	6
3	1	0	8
4	0	0	6

Подключить к гнезду **К** блока **Б-005** вход осциллографа для оперативного контроля числа сигналов «**Ошибка**».

Найти положения переключателей **ВЫРАВНИВАНИЕ ГВЗ** и **ВЧ-НЧ** на лицевой панели фазового корректора **Б-017(1)**, соответствующих минимальному и максимальному количеству ошибок при скорости передачи 2400 бит/с.

Подключить к гнезду **К** блока **Б-005** частотомер в режиме измерения частоты (время измерения 10 с). При таком подключении частотомер будет измерять число сигналов «**Ошибка**» в единицу времени.

Провести по три замера максимального и минимального числа ошибок при соответствующих положениях переключателей **ВЫРАВНИВАНИЕ ГВЗ** и **ВЧ-НЧ** на лицевой панели фазового корректора блока **Б-017 (1)**. Подсчитать коэффициент ошибок путем деления числа ошибок на число переданных импульсов.

Результаты измерений оформить в виде таблицы.

Примечание. При измерении числа ошибок необходимо после любых переключений на блоке **Б-017(1)** нажать кнопку **СБРОС** на блоке **Б-005**.

2. Просмотреть и зарисовать осциллограммы напряжений на выходе фазового детектора приемника для двух случаев:

- при минимальном коэффициенте ошибок,
- при максимальном коэффициенте ошибок.

Положение переключателей **НЧ** и **ВЧ** для случаев «а» и «б» определить по результатам выполненных измерений п.1.

Для синхронизации осциллографа использовать сигнал с гнезда **СИНХРОНИЗАЦИЯ** на блоке **Б-003**. Длительность развертки осциллографа выбрать такой, чтобы на экране просматривалось 8 - 12 импульсов принимаемой кодовой комбинации. Изменяя переключателем **ЗАДЕРЖКА** время задержки синхроимпульса, просмотреть и зарисовать по частям всю передаваемую и принимаемую контрольную кодовую комбинацию.

3. Снять фазочастотную характеристику (**ФЧХ**) тракта для случаев «а» и «б» п. 2. Для снятия характеристики следует собрать схему согласно рис. 40.

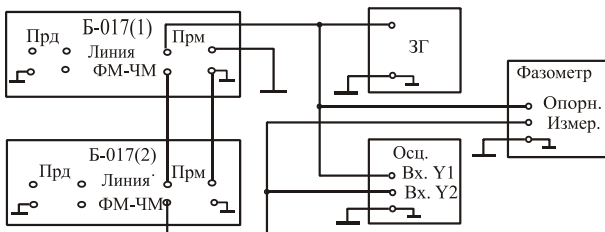


Рис. 40

4. Установив осциллограф в режим синхронизации от **Вх У1**, наблюдать изменение фазы гармонического сигнала с выхода фазового корректора при изменении частоты

звукового генератора. По осциллографу произвести грубую оценку изменения фазы, а по фазометру фиксировать нулевые показания и $\pi/2$, отмечая соответствующие значения частоты. Таким образом, **ФЧХ** будет снята в точках, где набег фазы кратен $\pi/2$.

5. Для случаев «а» и «б» п. 2 по результатам измерений построить характеристики **ГВЗ**. Сравнить их с идеальными характеристиками.
6. По построенным **ФЧХ** и характеристикам **ГВЗ** построить **ФЧХ** и характеристику **ГВЗ** фазового корректора.

Контрольные вопросы

1. Каковы типовые частотные характеристики и характеристика **ГВЗ** телефонного канала?
2. Как искажается прямоугольный импульс при прохождении через телефонный канал при наличии фазовых искажений?
3. Почему **ФЧХ** - обязательно возрастающая функция частоты?
4. Каким соотношением связаны **ФЧХ** и характеристика **ГВЗ**?
5. Какие параметры **ФЧХ** или характеристики **ГВЗ** определяют качество передачи информации?
6. Какие существуют типы фазовых корректоров?
7. Какие схемы фазовых корректоров вы знаете?
8. В каких случаях применяют конкретные типы фазовых корректоров?
9. К чему необходимо стремиться при применении фазовой коррекции?
10. Каков порядок настройки фазового корректора аппаратуры **ИА-001**?
11. Что такое коэффициент ошибок и как он измеряется в работе?
12. Расскажите последовательно порядок измерения **ФЧХ** и обоснуйте его.

Лабораторная работа № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОТОКОЛОВ И СХЕМ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В СПДИ

Цель работы: ознакомиться с видами и протоколами модуляции, используемыми в системах передачи дискретных сообщений (СПДС), структурными схемами модуляторов и демодуляторов и исследовать некоторые из них.

Порядок выполнения работы

Работа выполняется на персональном компьютере (программа MODEM). Программа обеспечивает имитацию линий связи, различающихся формами АЧХ, учитывает влияние шума и моделирует сигналы, используемые модемами, поддерживающими протоколы модемной связи **V.22 (V.22bis)**, **V23**, **V.26 b**, **V.32**.

Задание

1. Исследование вероятности ошибки передачи в зависимости от частоты среза канала связи

Проведите исследование зависимости вероятности ошибки передачи от вида АЧХ

и частоты среза канала связи (1800, 2500 и 3400 Гц) для заданного протокола и вида модуляции. Для этого:

- 1) выберите исследуемый протокол;
- 2) оставьте без изменения отношение сигнал/шум (50 дБ), нажав ENTER;
- 3) выберите исследуемый вид модуляции (**ОФМ**, **ДОФМ**);
- 4) в ответ на предложение по изменению предлагаемых параметров канала связи нажмите «1»;
- 5) выберите частоту среза $F_{\text{среза}}$ АЧХ;
- 6) выберите тип канала связи (канал с линейной АЧХ, канал с искажённой АЧХ, канал с реальной АЧХ);
- 7) по окончании анализа запишите полученные значения вероятности ошибки;
- 8) просмотрите осциллограммы сигналов, спектры до и после канала связи, форму АЧХ;
- 9) нажмите F4 и продолжите исследование, начиная с пункта 1, для оставшихся параметров канала связи (тип канала и $F_{\text{среза}}$);
- 10) зарисуйте осциллограммы сигналов, соответствующие им передаваемые символы, спектры до и после канала связи, форму АЧХ при $F_{\text{среза}}=2500$ Гц;
- 11) сделайте выводы.

2. Исследование вероятности ошибки передачи в зависимости от отношения сигнал/шум в линии связи

Для заданного протокола и вида модуляции:

- 1) находясь в основном меню программы, нажмите кнопку F5 (переход к снятию характеристик);
- 2) выберите заданный тип модуляции (**ОФМ**, **ДОФМ**) кнопками F1, F2 и нажмите ENTER;
- 3) введите начальное и конечное отношения сигнал/шум (1 – 100) (1 - 20 дБ) и шаг его изменения и нажмите ENTER;
- 4) в ответ на предложение по изменению предлагаемых параметров канала связи нажмите «1»;
- 5) введите заданную частоту среза $F_{\text{среза}}$ АЧХ (2500 Гц);
- 6) выберите тип канала (с линейной АЧХ, с искажённой АЧХ или с реальной АЧХ);
- 7) после окончания вычислений зарисуйте полученные зависимости и нажмите ENTER;
- 8) повторите пп. 1 -7 для оставшихся типов АЧХ;
- 9) сделайте выводы.

Контрольные вопросы

1. Какие виды модуляции используются в СПДС и какие скорости передачи информации им соответствуют?
2. Какие протоколы модуляции существуют?
3. Каковы особенности протоколов модуляции **V.21**, **V.22**, **V.23**, **V.26**, **V.32**, **V.33**, **V.34**, **V.90**?
4. Зачем нужна модуляция при передаче дискретных сообщений по каналу ТЧ?
5. Что такое ОФМ?
6. Что такое ДОФМ?
7. Нарисуйте схему модулятора ЧМ и поясните его работу.

8. Нарисуйте схему демодулятора ЧМ и поясните его работу.
9. Нарисуйте схему модуляторов ФМ и ОФМ и поясните их работу.
10. Нарисуйте схему модулятора ДОФМ и поясните его работу.
11. Нарисуйте схему демодулятора ОФМ и поясните его работу.
12. Нарисуйте схему демодулятора ДОФМ и поясните его работу.
13. Нарисуйте схему модулятора КАМ-16 и поясните его работу.

Лабораторная работа № 3

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ В СПДИ

Цель работы: ознакомиться с принципами построения устройств синхронизации, используемыми в системах передачи дискретных сообщений (СПДС), и исследовать некоторые параметры этих устройств.

Порядок выполнения работы

Лабораторная работа выполняется на программной модели устройств синхронизации, реализованной в среде программирования Matlab 6.5 и Simulink 6.

Структура интерфейса лабораторной работы

Программа запускается файлом «**Sinchr.fig**», который может находиться как в каталоге **LAB_SINCHR**, содержащем все необходимые файлы для выполнения лабораторной работы, так и непосредственно на рабочем столе.

После запуска файла «**Sinchr.fig**» на экране появляется стартовое окно программы. Далее можно последовательно выбрать один из двух методов синхронизации: «Синхронизация по элементам» или «Синхронизация по циклам» и затем, при выборе команды «Синхронизация по элементам», выбрать одну из четырех схем синхронизации по элементам для дальнейшего исследования.

Нажатие кнопки «**ВЫХОД**» приведет к закрыванию текущего окна и переходу в предыдущее меню. Завершить лабораторную работу можно последовательным нажатием кнопки «**ВЫХОД**» в каждом из открывшихся окон или с помощью кнопки «**Заккрыть**», находящейся в верхнем правом углу окна.

Внимание! При выходе с помощью кнопки «**Заккрыть**» на запрос системы: «**Save «PROGRAM» before Closing?**» необходимо ответить «**NO**».

Исследование схемы синхронизации по элементам с непосредственным воздействием на частоту генератора с плавным управлением

В окне «Выбор схемы синхронизации по элементам» выбрать «Плавное управление». В появившейся программной модели, представленной на рис. 41 и соответствующей схеме синхронизатора по рис. 28, фазовому дискриминатору **ФД** соответствует схема, состоящая из четырех логических блоков *Logical Operator1-4*, инвертора, который реализован блоком суммирования сигнала с постоянной величиной (-1), заданной в блоке *Constant*. **ФНЧ** реализован блоком *Analog Filter Design*.

Кроме того, в программной модели, загруженной для исследований, присутствуют блоки, которых нет на рис. 28. Это измерительные приборы *Scope 1 - Scope 4*, они позволяют просматривать временные осциллограммы сигнала в любой точке схемы, дают представление о динамике системы, особенностях ее работы.

Дополнительно в модели присутствует блок *Display*, отражающий численное зна-

чение входного напряжения, поступающего на этот блок.

Моделирование запускается нажатием кнопки **Start** в пункте меню **Simulation** на панели задач. Остановить эксперимент можно кнопкой **Stop** в этом же пункте **Simulation**.

Там же можно задать параметры симуляции.

Просмотреть и зарисовать временные осциллограммы сигнала можно в блоках *Scope 1 - Scope 4* после завершения процесса моделирования. Для этого нужно дважды быстро нажать левой клавишей мыши на любом из перечисленных блоков. После этого откроется окно с осциллограммами, причем номер входа в блоке *Scope* соответствует номеру графика, представленного в открывшемся окне измерительного прибора.

В блоке *Scope* можно изменять масштаб, время моделирования, количество осей и другие параметры. Для этого в верхней точке первого графика нужно зафиксировать мышку (удерживая левую клавишу нажатой) и тянуть вправо или влево на столько периодов сигнала, сколько необходимо.

Задание

1. Снять дискриминаторную характеристику **ФД** по модели рис. 41 в рассинхронизированном режиме с разорванной обратной связью (ОС); просмотреть и зарисовать диаграммы в разных точках модели.

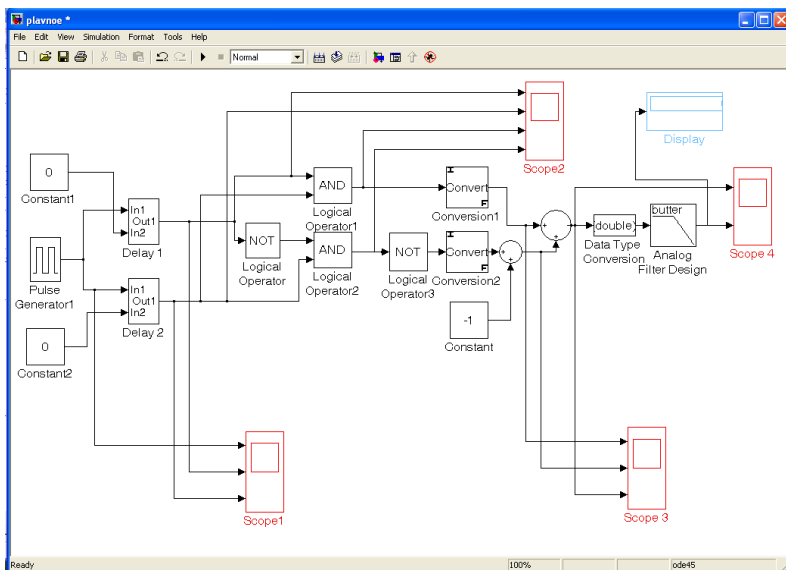


Рис. 41

Изначально система находится в рассинхронизированном состоянии. Установить в блоке *Constant1* значение задержки входного сигнала, равное 0,5. Чтобы это сделать, необходимо дважды щелкнуть левой кнопкой мыши на блоке *Constant1*, в появившемся меню в строке **Constant value** набрать 0,5 и нажать «OK». Для снятия дискриминаторной характеристики необходимо аналогично изменять значение задержек сигнала в

блоке *Constant2* от 0 до 3 через 0,1 при неизменном значении задержки в *Constant1* и для каждого значения проводить измерение нажатием кнопки *Start Simulation*. В итоге при разных фазовых задержках сигналов, поступающих на схемы *Logical Operator1* и *Logical Operator2*, на выходе схемы в блоке *Display* отражается значение напряжения U . Таким образом, получается зависимость $y = U(\Delta t)$ - искомая дискриминаторная характеристика, где Δt - разность времён задержки сигналов блоков *Constant1* и *Constant2*.

С помощью блоков *Scope 1*, *Scope 2*, *Scope 3* последовательно просмотреть и зарисовать временные осциллограммы сигнала в разных точках модели для трёх характерных значений времени рассогласования, соответствующих отставанию синхроимпульсов, согласованному режиму и опережению синхроимпульсов.

2. Исследовать процесс установления синхронизма (при восстановлении ОС), просмотреть и зарисовать диаграммы в наиболее важных точках схемы, определить величины t_c .

Для восстановления ОС через генератор, управляемый напряжением (ГУН), удаляются блоки *Constant2* и *Delay2*, а также соединительные линии между этими блоками и от *Pulse Generator1* к блоку *Delay2*. Затем необходимо замкнуть систему через блок *Voltage-Controlled Oscillator (VCO)* — генератор управляемый напряжением.

Для этого необходимо открыть файл VCO с помощью кнопки «Открыть» или через верхнее меню окна *File/Open/VCO*.

Из появившегося окна блок VCO нужно «перетащить» с помощью нажатой левой клавиши мыши в рабочую зону. VCO помещается ниже блока *Analog Filter Design*, на вход ГУН подается сигнал, проходящий между *Analog Filter Design* и *Scope 3*. Для этого, удерживая правую клавишу мыши, проводим соединение от точки, где подключен *Display*, до входа **In 1** блока VCO, с его выхода **Out 1** аналогичным образом устанавливаем соединение с «оторванной» связью, ведущей к блокам *Scope 1*, *Scope 2*, *Logical Operator 1* и *Logical Operator 2*, обозначенной на рабочем экране пунктирными красными линиями. Таким образом, после замыкания схемы все соединения должны стать черными, и разрывов быть не должно (рис. 42).

Теперь можно измерить одну из основных характеристик системы синхронизации: время вхождения в синхронизм t_c . Для этого необходимо запустить процесс моделирования. После окончания процесса просматриваются временные диаграммы в наиболее важных блоках, например *Scope 3*, *Scope 4*. По осциллограммам из блока *Scope 4* определяется время вхождения в синхронизм.

Исследование схемы синхронизации по элементам без непосредственного воздействия на частоту генератора с плавным управлением

Выйти из окна моделирования схемы с непосредственным воздействием на частоту генератора с помощью кнопки «Закреть», находящейся в верхнем правом углу окна, и в окне «Выбор схемы синхронизации по элементам» выбрать «Дискретное управление».

Далее в окне «Выбор схемы с дискретным управлением» выбрать схему с пропорциональным изменением частоты. На экране появится модель, представленная на рис. 43.

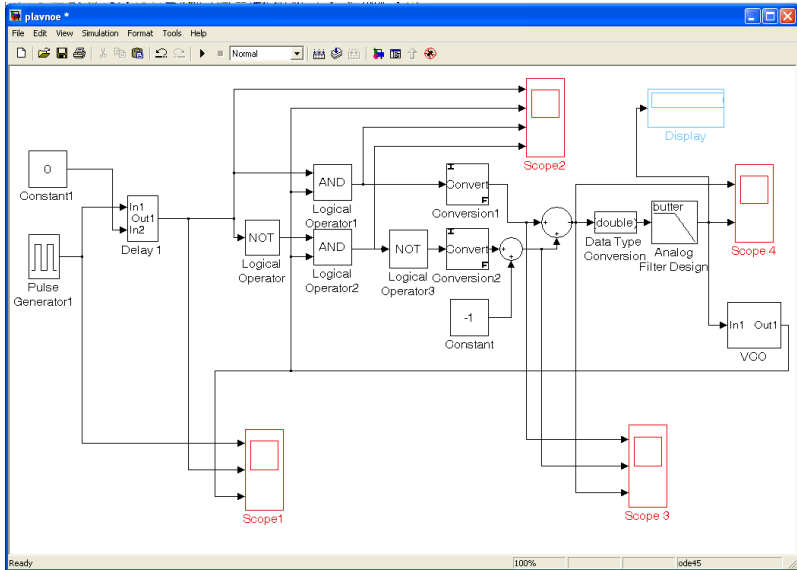


Рис. 42

Задание

1. Снять дискриминаторную характеристику схемы оценки разности фаз ORF в рассинхронизированном режиме с **разорванной ОС**; просмотреть и зарисовать диаграммы в разных точках модели. С этой целью разорвать связи делителя добавления **DelitDobavl** и делителя исключения **DVychitan** со схемой добавления/исключения **DobavIskluch**, оставив их соединения с блоком *Scope*.

Для этого выделить левой кнопкой мыши соответствующий вход схемы добавления/исключения **DobavIskluch** и нажать клавишу *Delete* на клавиатуре. Моделирование производить при задании времени моделирования в пункте меню **Simulation** на панели задач от 0 до 40 и установлении параметра «Time range» блока *Scope* равным 40.

Изменяя задержку импульсов у генератора *Pulse Generator*, имитирующего входные сигналы от **ВД**, снять зависимость длительности периода импульсов на выходе **ДД** от разности задержек сигналов от **ВД** и выходных импульсов схемы синхронизации. Для изменения задержки сигналов **ВД** дважды щелкнуть левой кнопкой мыши на блоке *Pulse Generator* и в открывшемся окне «*Source Blok Parameters*» изменить параметр «*Phase delay*». После этого закрыть окно «*Source Blok Parameters*» и запустить симуляцию в пункте меню **Simulation** на панели задач. Параметр *Phase delay* менять в пределах от 0,05 до 7,05 с шагом 0,5. Длительности периода импульсов **ДД** и разность задержек импульсов **ВД** и выходных сигналов схемы синхронизации измерять в относительных единицах по отношению к интервалу τ_0 .

С помощью блока *Scope* просмотреть и зарисовать временные осциллограммы сигнала в разных точках модели для трёх характерных значений времени рассогласова-

ния, соответствующих отставанию синхроимпульсов, согласованному режиму и опережению синхроимпульсов.

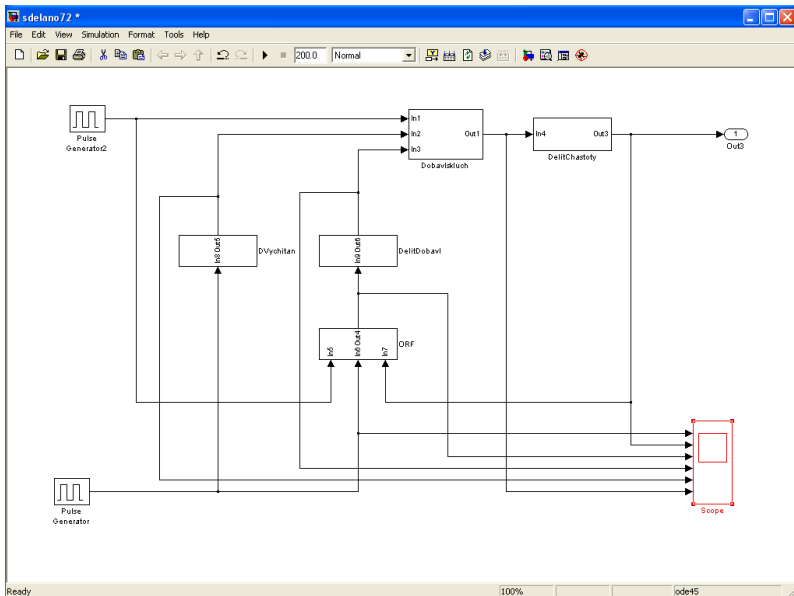


Рис. 43

2. Восстановить связи делителя добавления **DelitDobavl** и делителя исключения **DVychitan** со схемой добавления/исключения **DobavIskluch**, нажимая правую кнопку мыши на соответствующем входе схемы **DobavIskluch** и соединяя их с требуемой точкой на схеме. Установить время моделирования в пункте меню **Simulation** на панели задач равным 2000 и запустить симуляцию при трёх начальных характеристических значениях времени рассогласования, соответствующих отставанию синхроимпульсов, согласованному режиму и опережению синхроимпульсов. Наблюдать процесс установления синхронного состояния, фиксируя периодически осциллограммы в характерных точках схемы с помощью блока *Scope*.

Контрольные вопросы

1. Какие системы синхронизации вы знаете?
2. Зачем нужна система синхронизации?
3. Нарисуйте схему синхронизатора без непосредственного воздействия на частоту генератора.
4. Нарисуйте схему синхронизатора с непосредственным воздействием на частоту генератора.
5. Какое устройство в схеме фазирования играет роль дискретного накопителя?
6. Назовите основные параметры систем синхронизации.
7. От чего зависит общая погрешность синхронизации?

8. Как влияет емкость дискретного накопителя на характеристики синхронизатора: статические ошибки, динамические ошибки, время вхождения в синхронизм?

ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ РАБОТ

Отчет о лабораторной работе должен содержать следующее.

1. Результаты самостоятельной подготовки.
2. Осциллограммы с указанием точек схемы, где они сняты.
3. Результаты измерений, оформленные в виде таблиц и графиков, с указанием размерностей и значений постоянных параметров.
4. Выводы о результатах работы.

Защита работы осуществляется по контрольным вопросам. Студент, не защитивший предыдущую работу, до следующей работы не допускается.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Основы передачи дискретных сообщений: учебник для вузов/ Ю.П. Куликов, В.М. Пушкин, Г.И. Скворцов и др.; под ред. В.М. Пушкина. М.: Радио и связь, 1992. 288 с.
2. Передача дискретных сообщений: учебник для вузов/ В.П. Шувалов, Н.В. Захарченко, В.О. Шварцман и др.; под ред. В.П. Шувалова. М.: Радио и связь, 1990. 464 с.
3. Лагутенко О.И. Современные модемы. М.: Эко-Трендз, 2002. 343 с.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	1
КРАТКИЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ.....	1
Коррекция фазочастотных характеристик канала связи.....	1
Модуляция и демодуляция сигналов при передаче дискретных сообщений.....	5
Синхронизация в аппаратуре передачи данных.....	13
КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ АППАРАТУРЫ «ИА 001».....	16
Назначение и основные характеристики.....	16
Структурная схема аппаратуры.....	17
Блок синхронизации и фазирования.....	18
Основные параметры устройств синхронизации.....	21
Блок передатчика.....	22
Приемное устройство.....	24
Фазовый корректор.....	26
Конструкция аппаратуры.....	27
Лабораторная работа № 1. ИССЛЕДОВАНИЕ КОРРЕКЦИИ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ.....	27
Лабораторная работа № 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОТОКОЛОВ И СХЕМ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В СПДИ.....	29
Лабораторная работа № 3. ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ В СПДИ.....	31