

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ
(ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

А.Ю. СИЗЯКОВА, В.М. ЧИЛИКИН

**СОВМЕСТНАЯ РАБОТА ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛА ФМ2
И СИСТЕМЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ НЕСУЩЕЙ**

Лабораторная работа №5

Методическое пособие по курсам «Основы построения радиосистем» и
«Системы передачи информации» для студентов, обучающихся
по направлению «Радиотехника»

УДК

621.396

С–349

Утверждено учебным управлением МЭИ

Подготовлено на кафедре радиотехнических систем

Рецензент профессор каф. РТС д.т.н. Н.С. Губонин

С 349 Сизякова А.Ю., Чиликин В.М.

Совместная работа демодулятора сигнала ФМ2 и системы восстановления несущей: Методическое пособие. — М.: Издательство МЭИ, 2011. — 32 с.

В лабораторной работе изучаются вопросы когерентной демодуляции сигналов ФМ2, один из способов обеспечения когерентности опорного колебания – использование так называемой системы восстановления несущей, а также влияния характеристик системы восстановления несущей на помехоустойчивость связного приемника.

В лабораторной работе изучаются методы анализа процессов в линеаризованной и нелинейной моделях системы восстановления несущей. На имитационной компьютерной модели системы связи с системой восстановления несущей, входящей в состав демодулятора приемника, изучаются особенности совместной работы демодулятора и системы восстановления несущей, а также помехоустойчивость приемника при наличии помехи в виде аддитивного белого гауссовского шума.

Лабораторная работа выполняется на персональном компьютере, рассчитана на два четырехчасовых занятия. Приведены контрольные вопросы и порядок выполнения работы.

Для студентов, обучающихся по направлению "Радиотехника".

Оглавление

Введение.....	3
1. Цель работы	3
2. Схема системы передачи цифровой информации	4
3. Обобщенная схема системы восстановления несущего колебания.....	11
3.1. Математическая модель системы ФАП – СВН	14
3.2. Анализ линеаризованной модели системы ФАП – СВН	19
4. Цифровая модель системы связи.....	24
5. Домашняя подготовка.....	25
6. Порядок выполнения	26
6.1. Моделирование СВН по линеаризованной структурной схеме.....	26
6.2. Моделирование СВН по нелинейной структурной схеме	28
6.3. Моделирование СВН методом несущей.....	32
7. Контрольные вопросы	33
8. Содержание отчета.....	34
Библиографический список	34

Введение

В лабораторной работе изучаются вопросы когерентной демодуляции сигналов ФМ2 (BPSK), один из способов обеспечения когерентности опорного колебания – использование так называемой системы восстановления несущей (СВН), а также влияния характеристик СВН на помехоустойчивость связного приемника.

1 Цель работы

- 1) изучить теоретические вопросы демодуляции (различения) сигналов ФМ2;
- 2) изучить один из способов формирования опорного колебания для когерентной демодуляции сигналов с бинарной фазовой манипуляцией – применение систем типа ФАП, работающих по информационному модулированному сигналу;
- 3) изучить особенности совместной работы демодулятора сигналов ФМ2 и СВН;

4) проанализировать изменение помехоустойчивости канала связи при использовании СВН в составе демодулятора.

2 Схема системы передачи цифровой информации

Обобщенная функциональная схема системы передачи цифровой информации (СПЦИ) приведена на рис. 1. Рассмотрим особенности преобразования цифрового сообщения в радиосигнал, передачу сигнала *в точку приема* и обратное преобразование радиосигнала в сообщение. Схема СПЦИ на рис. 1 состоит из передающей части (на рисунке – верхняя часть схемы), канала распространения электромагнитных волн и приемной части системы (на рисунке – нижняя часть схемы).

Рассмотрим преобразования, совершаемые в оборудовании на стороне передатчика. Исходная информация от источника представлена двоичными символами (битами) сообщения. Эта последовательность поступает на кодер источника, назначение которого – устранение избыточности передаваемой последовательности. Затем символьный поток (обозначим a_i – последовательность символов - битов - на выходе кодера источника) подается на помехоустойчивый кодер, предназначенный для улучшения качества приема сигнала и обеспечения возможности исправления ошибок при его приеме. Последовательность символов с выхода кодера источника преобразуется помехоустойчивым кодером в поток *кодовых символов*. Поскольку кодовые символы состоят из битов или групп битов, последовательность таких символов можно рассматривать как битовый поток x_i . Скорость битового потока на выходе помехоустойчивого кодера обозначим R .

Каждый бит этого двоичного потока представляет собой уровень напряжения, соответствующий логическому нулю или логической единице. Для преобразования цифрового потока в импульсы напряжения или тока используют ЦАП, как показано на рис. 1.

На входе модулятора обычно присутствует формирующий ФНЧ, назначение которого – минимизировать ширину спектра низкочастотного импульсного сигнала и при необходимости сформировать огибающую каждого импульса, отличную от прямоугольной, причем длительность импульсов $T_{\text{имп}}$ может быть больше времени передачи $T = R^{-1}$ одного кодового символа. Подробнее об этом можно прочитать в [2]. В рассматриваемой схеме $T = T_{\text{имп}}$. В данной работе на модулятор поступает последовательность прямоугольных импульсов, формирующий ФНЧ (рис. 1) не используется.

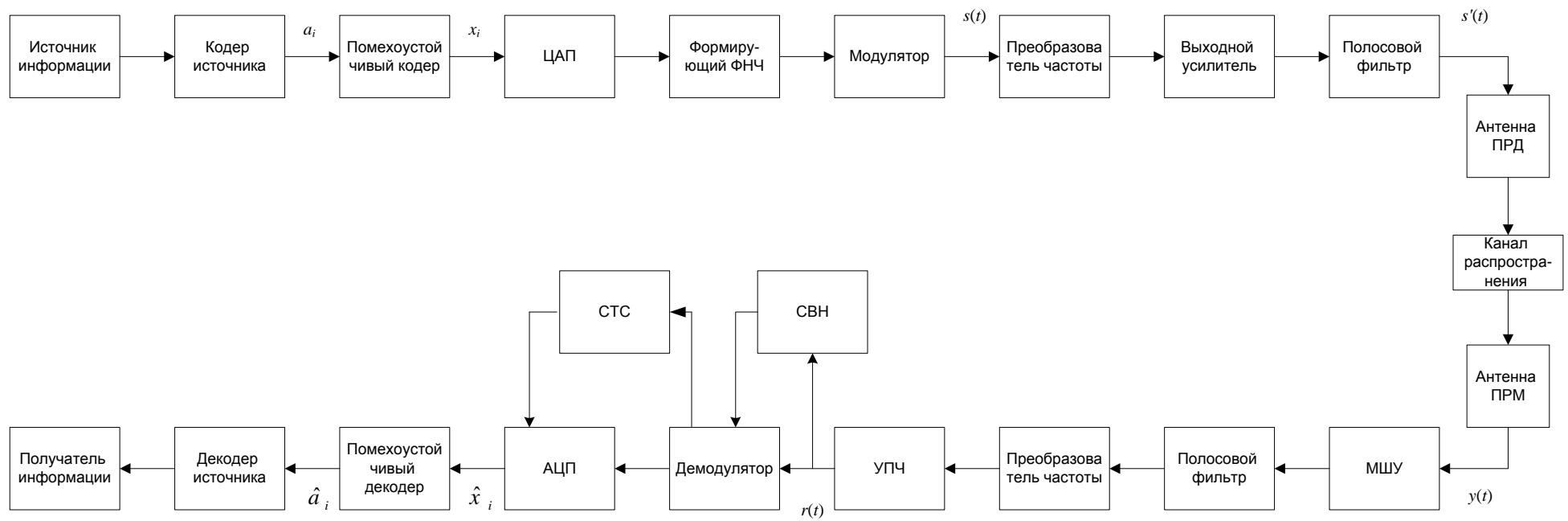


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема СПЦИ.

Для передачи информации в диапазоне радиочастот необходимо сформировать *полосовой модулированный сигнал* $s(t)$. Эту операцию выполняет модулятор (рис. 1). В настоящей лабораторной работе для передачи информации использован модулятор сигнала ФМ2 с радиоимпульсами длительностью $T = T_{\text{имп}}$ прямоугольной формы

$$\begin{aligned} s_1(t) &= S_0 \cdot \sin \omega_0 t, \\ s_2(t) &= -S_0 \cdot \sin \omega_0 t. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Колебание с выхода модулятора поступает на полосовой фильтр (входит в состав модулятора), преобразователь частоты и усилитель мощности. Спектр модулированного колебания «вычищается» на выходе полосового фильтра от помеховых составляющих, в частности, от комбинационных компонент на выходе модулятора. В преобразователе частоты выполняется повышение частоты принятого колебания до рабочего значения. В усилителе мощности происходит усиление мощности сигнала до уровня, необходимого для его уверенного приема. Поскольку на выходе усилителя мощности, работающего как правило в нелинейном режиме, помимо полезного сигнала обычно присутствуют интермодуляционные компоненты [3], то для удовлетворения требованиям ослабления составляющих спектра выходного сигнала передатчика в соответствии со спецификацией на передающее устройство необходимо использовать выходной полосовой радиочастотный фильтр. В этом случае рассматриваемое радиоэлектронное средство не будет создавать помехи другим радиосредствам, работающим в соседних частотных полосах.

При распространении по каналу связи (рис. 1) сигнал $s'(t)$ задерживается во времени на τ секунд и ослабляется в k раз ($k \ll 1$). Кроме того, при распространении к сигналу добавляются шумы и помехи. Принятый сигнал $r(t)$ на входе МШУ приемника можно записать в виде:

$$y(t) = k s'(t - \tau) + n(t), \quad (2.2)$$

где $n(t)$ — реализация суммы помех и внутреннего шума приемника.

В приемнике на рис. 1 обеспечивается выделение сигнала на фоне помех и понижение частоты полосового колебания $y(t)$. Обычно в приемнике используется несколько групп фильтров – при постепенном понижении частоты полосового сигнала, в процессе преобразования полосового сигнала в низкочастотный для удаления нежелательных высокочастотных составляющих. В процессе фильтрации сигнал дополнительно искажается, и, как правило, про-

исходит затягивание сигнала по времени. Для компенсации, т.е. для устранения или ослабления этих линейных искажений, называемых межсимвольными (МСИ), используются так называемые сигналы Найквиста. Для этого образуется специальный сквозной найквистов канал. При этом способе устранения МСИ формирующий ФНЧ в передатчике имеет специальную найквистовую характеристику, условно называемую RRC ("root raised cos"). Второй такой же фильтр используется в демодуляторе приемника. Результирующая сквозная частотная характеристика эквивалентной цепи передачи от входа аналоговой части передатчика (выход ЦАП) до выхода демодулятора в этом случае определяется как RC ("raised cos"). ФНЧ с АЧХ типа RC имеет название фильтра Найквиста; этот фильтр обладает свойством отсечности [2] и позволяет полностью компенсировать МСИ при правильно подобранных параметрах фильтра и относительно высокой стабильности генераторов тактовой частоты, которая достигается при идеальной работе системы тактовой синхронизации (СТС). В этом случае все фильтры ПЧ и РЧ считаем относительно широкополосными и мало искажающими сквозную характеристику канала связи.

Вернемся ко входу приемника (рис. 1). С выхода антенны принятое колебание поступает на малощумящий усилитель (МШУ), обладающий малым коэффициентом шума и высоким коэффициентом усиления. Далее производится частотная селекция сигнала в полосовом фильтре на входе преобразователя частоты. В преобразователе выполняется понижение частоты принятого колебания до промежуточной частоты приемника. Затем сигнал в смеси с шумом поступает на УПЧ, частота настройки которого совпадает с номинальной промежуточной частотой. Колебание с выхода УПЧ подается на демодулятор. Поскольку рассматривается конкретный вид сигнала ФМ2, то и демодулятор строится, реализующим оптимальный алгоритм демодуляции сигналов ФМ2, выполненный на основе коррелятора [4, 5]. На выходе демодулятора сигнала ФМ2 формируются отсчеты¹ $+1/-1$ в тактовые моменты времени с периодом T . В следующем блоке схемы – АЦП – эти отсчеты преобразуются в цифровой битовый поток. Полученная последовательность бит разделяется на блоки, которые подаются на декодер канала. Искаженная последовательность бит \hat{x}_i с выхода преобразователя содержит информационные и проверочные биты. Используя проверочные биты, декодер проверяет достоверность информационных бит и при возможности исправляет искажения. В настоящее время исправляющая способность помехоустойчивых ко-

¹ На выходе демодулятора могут приниматься решения «жесткие» $(+1/-1)$ или «мягкие». Демодулятор и декодер при мягких решениях усложняются.

дов такова, что при коэффициенте битовых ошибок² (BER – bit error rate) на входе декодера 10^{-3} на выходе декодера вероятность уменьшается до значений, меньших 10^{-7} . Конкретные цифры зависят от вида модуляции сигнала, от отношения сигнал-шум в канале и от способа кодирования. Иногда говорят о квазиполном исправлении ошибок (QEF), что соответствует менее чем одному неисправленному ошибочному событию за один час или значению BER от 10^{-10} до 10^{-11} (например, на входе демультиплексора MPEG-2, когда это значение BER является стандартным используемым значением). Полученный поток символов \hat{a}_i (рис. 1) поступает на декодер источника и далее к получателю.

Если обозначить последовательность символов – бит на выходе декодера \hat{a}_i , то величину BER можно вычислить как отношение числа несовпавших соответствующих бит на входе кодера $\{a_i\}$ и на выходе декодера $\{\hat{a}_i\}$ к общему числу переданных бит. Такая же характеристика может быть рассчитана для промежуточной точки схемы: для выхода демодулятора (или для входа декодера).

Рассмотрим преобразования импульсной последовательности в радиосигнал и обратно на примере формирования и приема сигнала ФМ2. Упрощенная схема системы связи, состоящая из модулятора, канала и демодулятора этого сигнала, приведена на рис. 2.

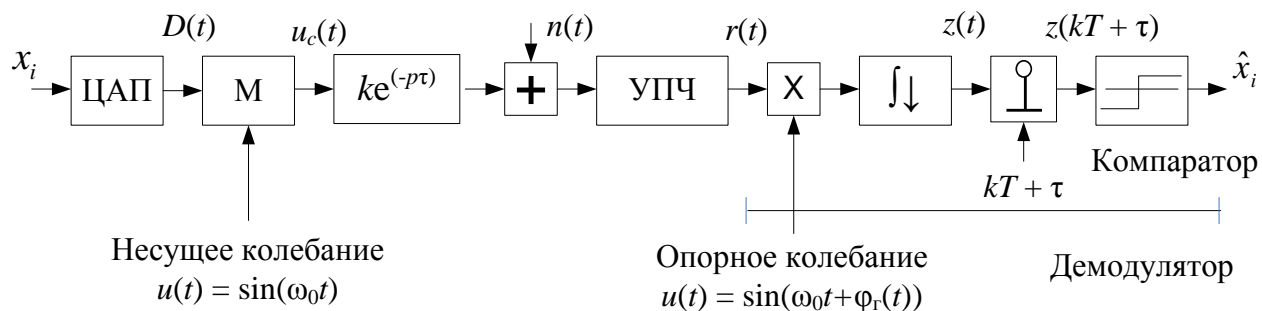


Рис. 2. Упрощенная схема системы связи с сигналом ФМ2.

По аналогии с [7] будем считать, что блок, называемый демодулятором, выполняет три операции. (1) Детектирование, в результате которого происходит перенос спектра полосового сигнала в область низких частот. В результате этой операции формируется низкочастотное колебание, обозначенное $z(t)$ на рис. 2. (2) «Дискретизация» – формирование выборок отсчетов

² Для указания относительного числа бит, демодулированных/декодированных неверно, используется величина BER. При теоретических расчетах для этого используется понятие вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$. Очевидно, при одинаковых постановках задачи $\text{BER} = P_{\text{ош}}$.

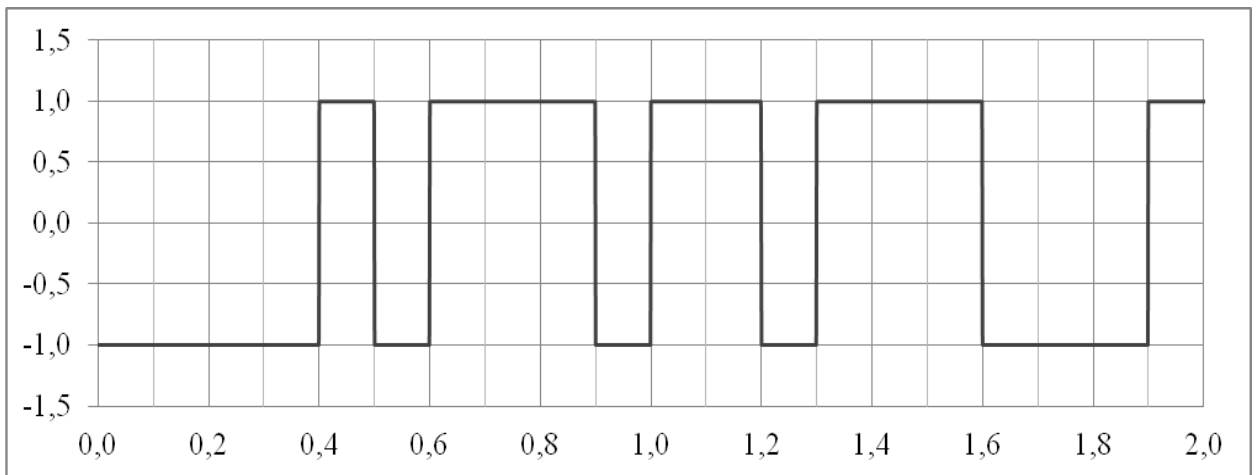
$z(kT + \tau)$ колебания $z(t)$. (3) Распознавание отсчетов – это по существу двух-уровневое квантование отсчетов $z(kT + \tau)$ при жестком решении. В схеме на рис. 2 для различения отсчетов использован компаратор, в котором производится сравнение уровней $z(kT + \tau)$ с нулевым порогом.

На этапе демодуляции³ низкочастотный сигнал $z(t)$ преобразуется в выборку $z(kT + \tau)$ для восстановления кодового символа канала \hat{x}_i . Фрагменты реализации случайной импульсной последовательности $D(t)$, сигнала на входе демодулятора $r(t)$, низкочастотного сигнала $z(t)$, наблюдаемого в промежуточной точке демодулятора, изображены на рис. 3. Для достижения максимальной помехоустойчивости приема цифрового сигнала [1, 7] необходимо точное знание момента времени, в который должен быть взят отсчет $z(kT + \tau)$, то есть фазы синхронизации τ на тактовом интервале T . Погрешности синхронизации $\delta\tau$ наряду с искажающим действием шума и помех приводят к уменьшению помехоустойчивости приема.

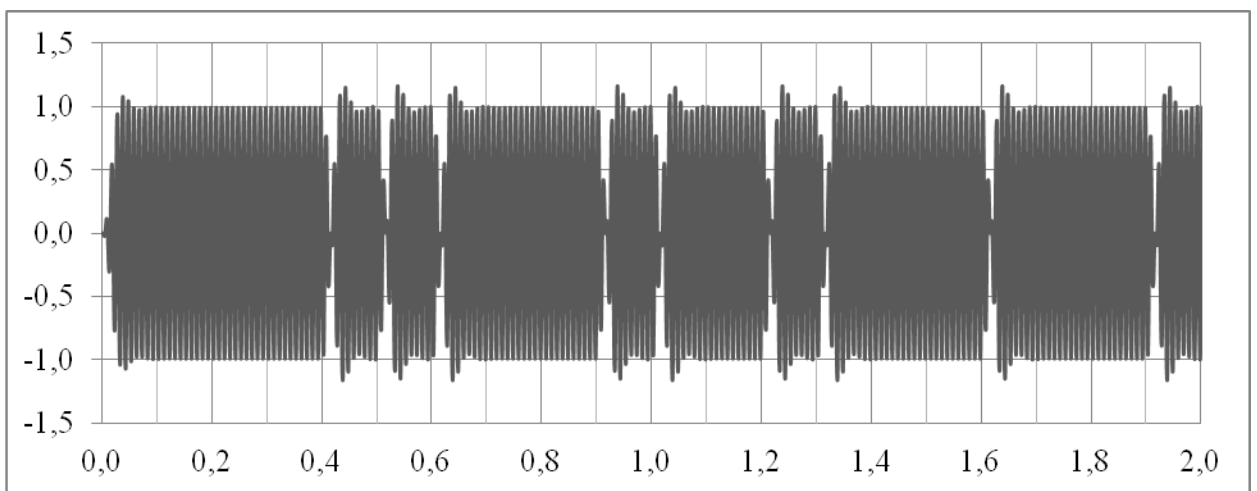
Для реализации когерентного демодулятора сигнала ФМ2 в приемнике необходимо сформировать непрерывное опорное колебание, начальная фаза которого совпадает с начальной фазой одного из сигналов ансамбля ФМ2 на входе демодулятора.

Известно, что расфазирование (несовпадение начальных фаз) $\varphi = \varphi_c - \varphi_{ог}$ опорного сигнала демодулятора относительно входного сигнала существенно влияет на вероятность ошибки в приемнике. Для получения наименьшей реализуемой вероятности ошибки $P_{ош}$ (или BER) необходимо свести к минимуму указанное расфазирование φ . Если выполняется условие $\varphi = 0$, то реализуется когерентный прием сигнала ФМ2, при котором на выходе демодулятора восстанавливается исходная (кодовая) последовательность бит с наименьшей возможной (потенциально достижимой) ошибкой, если выполняются все остальные условия, сформулированные при постановке задачи оптимального различения сигналов ФМ2 [5].

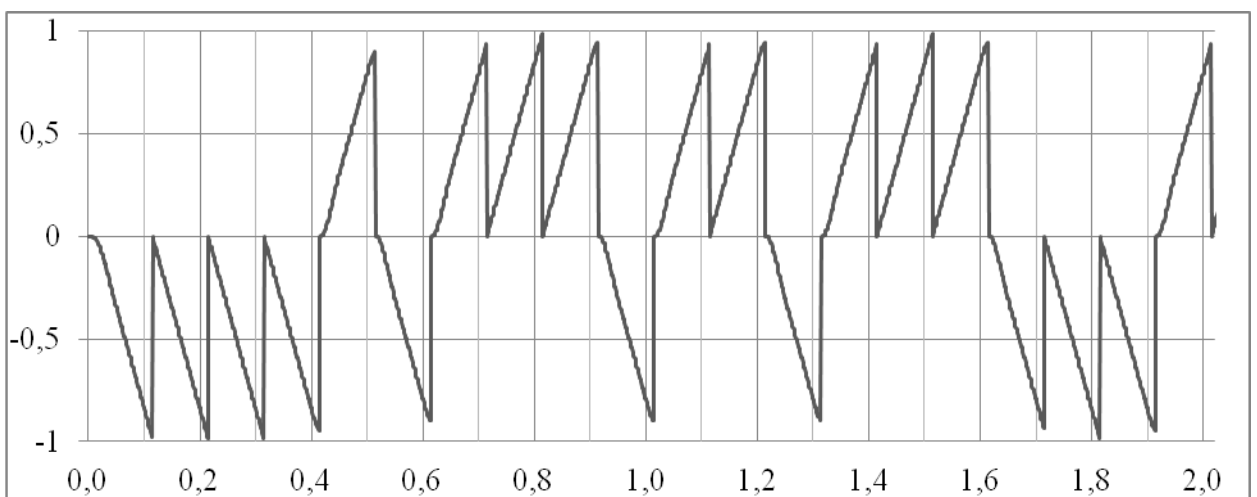
³ Особенности работы демодуляторов цифровых сигналов изучаются в лабораторной работе №3 [4].



а)



б)



в)

Рис. 3. Пример реализаций: а) импульсной последовательности $D(t)$ на входе канала; б) сигнала ФМ2 на входе демодулятора; в) низкочастотного сигнала $z(t)$. По горизонтальной оси отложено время, с. Длительность символа $T = 100$ мс.

3 Обобщенная схема системы восстановления несущего колебания

Для уменьшения ошибки приема сигнала на вход перемножителя демодулятора (рис. 2) необходимо подать когерентную опору.

Это опорное колебание можно получить различными способами, например, передавая пилот-сигнал, содержащий отрезок немодулированной несущей. В предлагаемой работе рассматривается способ формирования когерентного опорного колебания из модулированного сигнала ФМ2, из информационного сигнала.

Для ансамблей сигналов, в спектре которых имеется детерминированная составляющая на частоте несущего колебания, слежение за фазой несущей осуществляется с использованием различных схем фазовой автоподстройки (ФАП). Такие системы подробно изучаются в курсе «Радиоавтоматика» и здесь не рассматриваются.

В спектре сигнала ФМ2 отсутствует детерминированная составляющая на частоте несущего колебания (или на промежуточной частоте после понижения частоты принятого колебания в приемнике), и он является так называемым сигналом с подавленной несущей. Для слежения за случайной начальной фазой модулированного сигнала ФМ2 используются специальные схемы ФАП, в которых устраняется модуляция сигнала, и дальнейшая обработка сигнала выполняется так же, как в схеме обычной следящей системы ФАП. Такие следящие системы называют системами восстановления опорного (несущего) колебания – СВН.

В лабораторной работе изучается совместная работа демодулятора сигнала ФМ2 и СВН, построенной по синфазно-квадратурной схеме (рис. 4). Выходное напряжение генератора, управляемого по напряжению (ГУН) является опорным для схемы демодулятора. Заметим, что перемножитель демодулятора и перемножитель одного из каналов СВН можно объединить. Тогда точкой выхода схемы СВН, реализующей перемножитель демодулятора, является колебание $u_{п2}(t)$ на рис. 4.

Рассмотрим преобразования, выполняемые в СВН. Как обычно, в схеме ФАП имеются подстраиваемый генератор (ГУН), фильтр в цепи обратной связи ФНЧ, от характеристики которого зависят инерционные свойства СВН, а также фазовый дискриминатор. Оказывается, в этой схеме фазовый дискриминатор (ФД) является двухканальным; в его состав входят следующие элементы: два канальных перемножителя Π_1 и Π_2 , канальные ФНЧ₁ и ФНЧ₂, от которых в основном зависит флуктуационная характеристика фазового дискриминатора СВН, и функциональный преобразователь ФП. На рис. 4 фа-

зовый дискриминатор СВН выделен пунктиром. Напряжение $u_d(t)$ с выхода ФД поступает на фильтр нижних частот ФНЧ. С выхода ФНЧ напряжение $u_y(t)$ подается на подстраиваемый генератор ГУН.

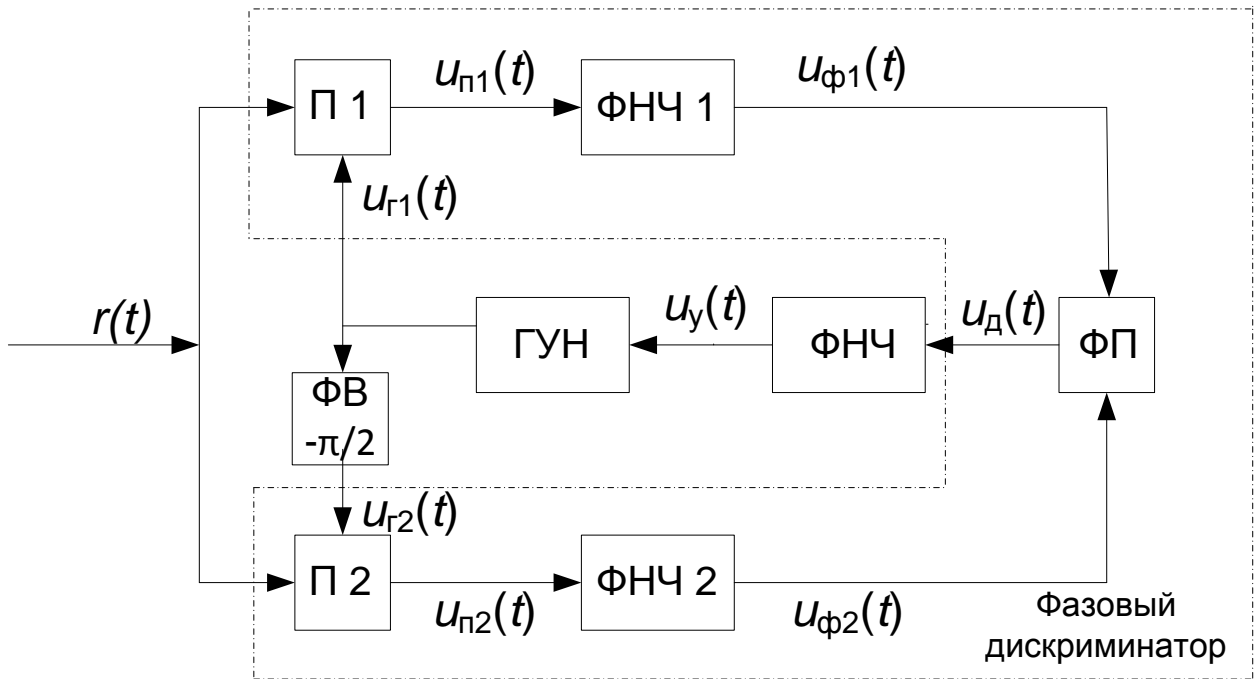


Рис. 4. Функциональная схема СВН, работающей по сигналу ФМ2

В этой схеме входное колебание $r(t)$ подвергается нелинейному преобразованию для устранения информационной составляющей.

Для пояснения работы СВН составим ее математическую модель. Пусть на вход СВН поступает колебание $r(t)$ с выхода усилителя промежуточной частоты УПЧ (рис. 2) приемника

$$r(t) = u_c(t) + u_{ш}(t),$$

состоящее из сигнала $u_c(t)$ и шума $u_{ш}(t)$:

$$u_c(t) = U_c \sin(\omega_0 t + \varphi_{c\Sigma}(t)), \quad (3.1)$$

где ω_0 – центральная частота спектра входного сигнала и совпадающая с ней центральная частота настройки УПЧ.

Фазу сигнала $\varphi_{c\Sigma}(t)$ запишем в виде

$$\varphi_{c\Sigma}(t) = \varphi_m(t) + \varphi_c(t),$$

где $\varphi_m(t)$ – фаза, вызванная фазовой манипуляцией сигнала в передатчике (информационная составляющая); $\varphi_c(t)$ – фаза, возникающая при распространении сигнала в канале связи.

Предполагаем, что $\varphi_m(t)$ постоянна в течение длительности сигнала T и принимает одно из двух значений: 0 или π . При этом предположении (3.1) можно представить в виде

$$u_c(t) = U_c \cdot D(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_c(t)), \quad (3.2)$$

где U_c – амплитуда сигнала; $D(t) = \pm 1$ – информационная последовательность импульсов прямоугольной формы, в полярности которых заключена передаваемая информация; длительность импульса T . Реализация функции $D(t)$ приведена на рис. 3, а.

Колебание на выходе ГУН запишем в виде

$$u_{r1}(t) = U_r \cos(\omega_0 t + \varphi_r(t)). \quad (3.3)$$

Система ФАП должна отслеживать фазу сигнала $\varphi_c(t)$ и в идеальном случае (в отсутствие ошибок слежения) должно выполняться равенство $\varphi_r(t) = \varphi_c(t)$.

Из-за наличия у сигнала (3.2) модуляционного множителя $D(t)$ фазовый дискриминатор должен быть двухканальным. Он содержит синусный и косинусный каналы с одинаковыми блоками (см. рис. 4): $\Pi_{1,2}$ – умножители, ФНЧ_{1,2} – фильтры нижних частот.

На опорный вход Π_1 поступает колебание $u_{r1}(t)$. Оно также поступает на фазовращатель на угол $-\pi/2$, на выходе которого образуется опорное колебание $u_{r2}(t)$ для Π_2

$$u_{r2}(t) = U_r \sin(\omega_0 t + \varphi_r(t)). \quad (3.4)$$

Напряжения на выходах канальных ФНЧ_{1,2} обозначим $u_{\phi 1}(t)$ и $u_{\phi 2}(t)$.

Напряжения $u_{\phi 1}(t)$ и $u_{\phi 2}(t)$ поступают на функциональный преобразователь (ФП на рис. 4), формирующий выходное напряжение дискриминатора. В общем случае напряжение на его выходе описывается функцией

$$u_d(t) = f(u_{\phi 1}(t), u_{\phi 2}(t)).$$

В данной работе будем считать, что ФП – перемножитель и

$$u_d(t) = u_{\phi 1}(t) \cdot u_{\phi 2}(t). \quad (3.5)$$

Такую ФАП в литературе называют системой Костаса по имени автора, впервые ее предложившего.

3.1 Математическая модель системы ФАП – СВН

Перейдем к составлению математической модели и структурной схемы ФАП типа СВН.

Рассмотрим сигнальные составляющие напряжений в контрольных точках схемы на рис. 4.

Полагаем, что Π_1 является перемножителем колебаний $r(t)$ и $u_{Г1}(t)$, на выходе которого помещен широкополосный ФНЧ. Перемножая (3.2) и (3.3), получаем сигнальную составляющую на выходе Π_1

$$\begin{aligned} u_{\Pi1 \text{ сигн}}(t) &= K_{\Pi} \cdot u_c(t) \cdot u_{Г1}(t) = \\ &= \frac{K_{\Pi}}{2} \cdot U_c \cdot U_{Г} \cdot D(t) \cdot [\sin(\varphi_c(t) - \varphi_{Г}(t)) + \sin(2\omega_0 t + \varphi_c(t) + \varphi_{Г}(t))], \end{aligned} \quad (3.6)$$

где K_{Π} – коэффициент передачи перемножителя.

При высокой частоте ω_0 первое слагаемое в (3.6) – медленная функция времени по сравнению со вторым. Полагаем, что широкополосный ФНЧ без искажений пропускает медленную составляющую – первое слагаемое в (3.6) и полностью подавляет быструю составляющую – второе слагаемое. Поэтому сигнальная составляющая колебания на входе ФНЧ₁ может быть записана в виде:

$$u_{\Pi1 \text{ сигн}}(t) = S_{\Pi} \cdot D(t) \cdot \sin \varphi(t), \quad (3.7)$$

где $\varphi(t)$ – ошибка слежения ФАП

$$\varphi(t) = \varphi_c(t) - \varphi_{Г}(t), \quad (3.8)$$

$S_{\Pi} = \frac{K_{\Pi}}{2} \cdot U_c \cdot U_{Г}$ – крутизна характеристики перемножителя.

Запишем напряжение (3.7) с учетом сигнальной и шумовой составляющих:

$$u_{\Pi1}(t) = u_{\Pi1 \text{ сигн}}(t) + u_{\Pi1 \text{ шум}}(t), \quad (3.9)$$

где $u_{\Pi1 \text{ шум}}(t)$ – шумовая составляющая на выходе Π_1 .

Аналогично записывается напряжение на выходе Π_2 :

$$u_{\Pi2}(t) = S_{\Pi} \cdot D(t) \cdot \cos \varphi(t) + u_{\Pi2 \text{ шум}}(t). \quad (3.10)$$

Полагаем, что УПЧ охвачен системой автоматической регулировки усиления (АРУ). В случае инерционной АРУ коэффициент усиления УПЧ можно считать постоянным во времени (при фиксированной мощности смеси сигнала и шума на входе УПЧ). При этом параметр S_{Π} можно представить в следующем виде [6]:

$$S_{\Pi} = S_{\Pi 0} \sqrt{\rho_0 / (1 + \rho_0)},$$

где ρ_0 – отношение сигнал/шум по мощности на выходе УПЧ,

$S_{\Pi 0}$ – крутизна при бесконечно большом отношении сигнал/шум ($\rho_0 \rightarrow \infty$).

Далее рассмотрим характеристики шумовых напряжений на выходах Π_1 и Π_2 . Будем полагать, что шум $u_{\text{ш}}(t)$ на выходе УПЧ – это внутренний шум приемника. Его спектральная плотность $S_{\text{ш}}(\omega)$ повторяет форму квадрата амплитудно-частотной характеристики УПЧ (рис. 5).

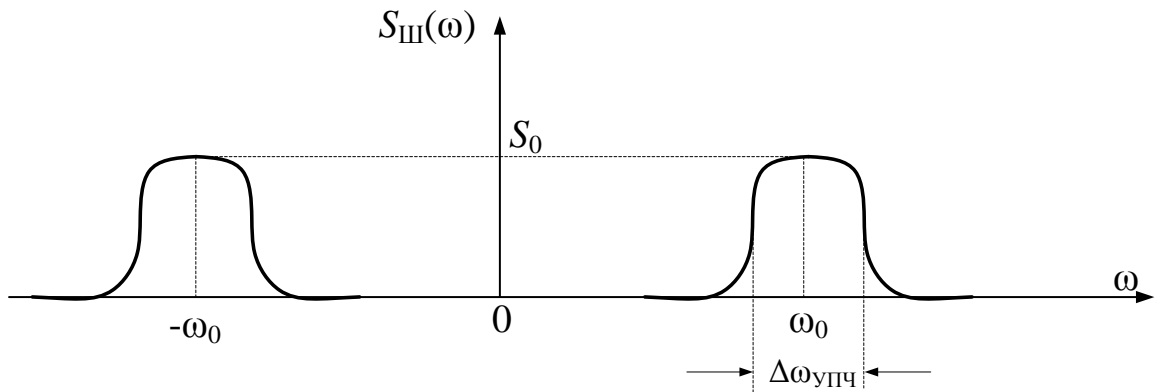


Рис. 5. Спектральная плотность $S_{\text{ш}}(\omega)$ шума на выходе УПЧ

Шум $u_{\text{ш}}(t)$ – нормальный (гауссовский). Запишем его так:

$$u_{\text{ш}}(t) = U_{\text{ш}}(t) \cdot \sin(\omega_0 t + \varphi_{\text{ш}}(t)) = U_{\text{шс}} \cdot \sin \omega_0 t + U_{\text{шс}} \cdot \cos \omega_0 t, \quad (3.11)$$

где $U_{\text{шс}} = U_{\text{ш}}(t) \cos \varphi_{\text{ш}}(t)$; $U_{\text{шс}} = U_{\text{ш}}(t) \sin \varphi_{\text{ш}}(t)$ – косинусная и синусная квадратурные составляющие. Это низкочастотные случайные процессы с одинаковой спектральной плотностью $S_{\text{шс}}(\omega) = S_{\text{шс}}(\omega)$, показанной на рис. 6.

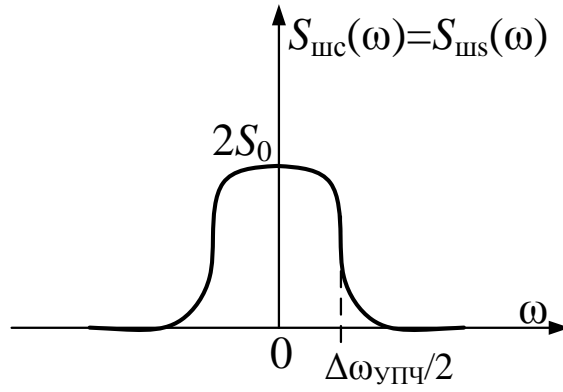


Рис. 6. Спектральная плотность мощности процессов $U_{шс}$ и $U_{шс}$.

Умножая (3.11) на (3.3), (3.4) и отбрасывая высокочастотные компоненты, получаем шумовые напряжения на выходах Π_1 и Π_2 (аналогично (3.7)):

$$u_{\Pi_1 \text{ шум}}(t) = \left(\frac{S_{\Pi}}{U_c} \right) \cdot U_{ш}(t) \cdot \sin(\varphi_{ш}(t) - \varphi_r(t)),$$

$$u_{\Pi_2 \text{ шум}}(t) = \left(\frac{S_{\Pi}}{U_c} \right) \cdot U_{ш}(t) \cdot \cos(\varphi_{ш}(t) - \varphi_r(t)).$$

Суммарные напряжения (3.9) и (3.10) на выходах перемножителей Π_1 и Π_2 запишем в следующем виде:

$$\begin{aligned} u_{\Pi_1}(t) &= S_{\Pi} \cdot [D(t) \cdot \sin \varphi(t) + n_s(t)], \\ u_{\Pi_2}(t) &= S_{\Pi} \cdot [D(t) \cdot \cos \varphi(t) + n_c(t)], \end{aligned} \quad (3.12)$$

где шумы синусного и косинусного каналов

$$\begin{aligned} n_s(t) &= \frac{(U_{шс}(t) \cdot \cos \varphi_r(t) - U_{шс}(t) \cdot \sin \varphi_r(t))}{U_c}, \\ n_c(t) &= \frac{(U_{шс}(t) \cdot \cos \varphi_r(t) + U_{шс}(t) \cdot \sin \varphi_r(t))}{U_c}. \end{aligned}$$

Ширина спектра процесса $\varphi_r(t)$ определяется $\Delta\omega_{\text{ФАП}}$ – полосой ФАП. Обычно $\Delta\omega_{\text{ФАП}} \ll \Delta\omega_{\text{УПЧ}}$. Поэтому $\cos \varphi_r(t)$, $\sin \varphi_r(t)$ – медленные функции времени по сравнению с $U_{шс}(t)$, $U_{шс}(t)$. При нахождении корреляционных функций шумов $n_c(t)$, $n_s(t)$ можно приближенно полагать $\varphi_r(t) = \varphi_r = \text{const}$. При этом корреляционные функции не зависят от φ_r , что позволяет принять $\varphi_r = 0$ и записать

$$n_s(t) \approx \frac{U_{шс}(t)}{U_c}, \quad n_c(t) \approx \frac{U_{шс}(t)}{U_c}. \quad (3.13)$$

Из (3.13) получаем спектральную плотность шума

$$S_{n_s}(\omega) = S_{ш_s}(\omega)/U_c^2.$$

Форма спектра $S_{n_s}(\omega)$ такая же, как на рис. 6. В пределах полосы пропускания ФНЧ₁ (см. рис. 4) шум $n_s(t)$ можно считать белым со спектральной плотностью

$$S_{n_s}(\omega) \approx S_{n_s}(0) = 2S_0/U_c^2. \quad (3.14)$$

Такие же характеристики имеет шум $n_c(t)$, т.е. $S_{n_c}(\omega) = S_{n_s}(\omega)$. Шумы $n_c(t)$, $n_s(t)$ – гауссовские и независимые.

В схеме на рис. 4 коэффициенты передачи фильтров ФНЧ_{1, 2} выбирают одинаковыми ($K_1(p) = K_2(p) = K(p)$). Выражения для выходных напряжений этих ФНЧ можно записать в виде дифференциальных уравнений

$$u_{\phi_1}(t) = K(p)u_{п1}(t), \quad u_{\phi_2}(t) = K(p)u_{п2}(t), \quad p = d/dt. \quad (3.15)$$

Фильтр ФНЧ описывается аналогичным уравнением:

$$u_y(t) = K_\phi(p)u_d(t), \quad (3.16)$$

где $K_\phi(p)$ – операторный коэффициент передачи ФНЧ.

Частота колебаний подстраиваемого ГУН

$$\omega_r(t) = \omega_0 + \Delta\omega_r(t),$$

где ω_0 – известная постоянная величина, совпадающая с центральной частотой настройки УПЧ;

$\Delta\omega_r(t)$ – отклонение частоты под действием управляющего напряжения $u_y(t)$.

Полагаем, что работа происходит на линейном участке регулировочной характеристики ГУН и

$$\Delta\omega_r(t) = S_p u_y(t), \quad (3.17)$$

где S_p – крутизна регулировочной характеристики.

Фаза колебания ГУН

$$\varphi_r(t) = \int_0^t \Delta\omega_r(t)dt + \varphi_{r0} = \Delta\varphi_r(t) + \varphi_{r0}, \quad (3.18)$$

где φ_{r0} – начальная фаза колебания, $\Delta\varphi_r(t)$ – отклонение фазы. В операторной форме соотношение (3.18) с учетом (3.17) имеет вид

$$\varphi_r(t) = \left(\frac{S_p}{p} \right) u_y(t) + \varphi_{r0} = \Delta\varphi_r(t) + \varphi_{r0}. \quad (3.19)$$

Представим фазу сигнального колебания (3.2) как сумму

$$\varphi_c(t) = \varphi_d(t) + \varphi_{c0}, \quad (3.20)$$

где φ_{c0} – начальная фаза сигнала; $\varphi_d(t)$ – составляющая фазы, связанная с возможным доплеровским изменением частоты (доплеровская фаза). С учетом (3.19), (3.20) ошибка по фазе (3.8)

$$\varphi(t) = (\varphi_d(t) + \varphi_{c0}) - (\Delta\varphi_r(t) + \varphi_{r0}) = \Delta\varphi_c(t) - \Delta\varphi_r(t), \quad (3.21)$$

где $\Delta\varphi_c(t) = \varphi_d(t) + \varphi_0$ – отклонение фазы сигнала;

$\varphi_0 = \varphi_{c0} - \varphi_{r0}$ – начальная ошибка по фазе.

По уравнениям (3.21), (3.12), (3.15), (3.5), (3.16) и (3.19) составляем структурную схему системы ФАП (рис. 7).

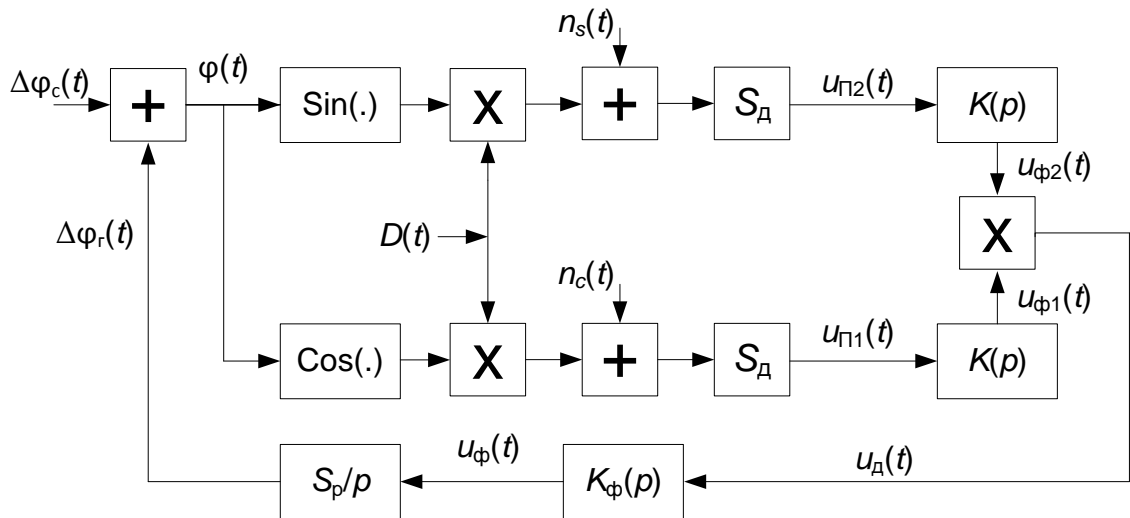


Рис. 7. Структурная схема системы ФАП

В лабораторной работе принято, что

$$K(p) = \frac{1}{1 + pT_\Phi}, \quad K_\Phi(p) = K_{\Phi 0} \frac{1 + pT_1}{p}. \quad (3.22)$$

Фильтр ФНЧ в цепи обратной связи СВН с коэффициентом передачи $K_\Phi(p)$ и интегратор с коэффициентом передачи $\frac{S_p}{p}$ обеспечивают второй

порядок астатизма системы. Если в схеме на рис. 7 удалить косинусный канал, умножитель и принять $K(p)=1$, $D(t)=1$, то получаем известную схему ФАП, работающую по немодулированному сигналу [6]. При наличии модуляции $D(t)=\pm 1$ обычная схема ФАП становится неработоспособной, так как среднее значение напряжения на выходе дискриминатора равно нулю.

Запишем выражение для дискриминационной характеристики фазового дискриминатора СВН на основе рис. 7, пренебрегая инерционностью ФНЧ_{1,2} ($K(p)=1$) и шумами $n_c(t)$, $n_s(t)$:

$$u_d(t) = u_{n1}(t) \cdot u_{n2}(t) = (S_{\Pi} D(t) \sin \varphi) \cdot (S_{\Pi} D(t) \cos \varphi) = \left(\frac{S_{\Pi}^2}{2} \right) \cdot \sin 2\varphi = F(\varphi).$$

Дискриминационная характеристика $F(\varphi)$ в СВН не зависит от сообщения $D(t)$.

Задание для самопроверки	Постройте самостоятельно зависимость $F(\varphi)$ и сравните ее с аналогичной зависимостью для дискриминатора системы ФАП, следящей за фазой входного колебания.
---------------------------------	--

У обычной следящей системы ФАП, работающей по немодулированному сигналу, дискриминационная характеристика $F(\varphi) = S_{\Pi} \cdot \sin \varphi$ имеет в 2 раза более протяженный линейный участок. Поэтому в схеме на рис. 7 более вероятен выход ошибки $\varphi(t)$ за пределы рабочего участка под действием шумов (срыв слежения).

Если бы шумы в схеме отсутствовали, то полосу пропускания ФНЧ_{1,2} надо было выбирать из условия достаточного подавления составляющей на частоте $2\omega_0$. Однако, при наличии шумов $n_c(t)$, $n_s(t)$ в результате перемножения на выходе дискриминатора образуется помеха $S_{\Pi}^2 n_c(t)n_s(t)$ большого уровня. Для того, чтобы уменьшить спектральную плотность мощности помехи и дисперсию ошибки слежения, вводятся сравнительно узкополосные каналные ФНЧ_{1,2}.

Наличие фильтров ФНЧ_{1,2} также приводит к искажению процесса $D(t)$ и уменьшению крутизны дискриминационной характеристики $F(\varphi)$. Поэтому существует оптимальная полоса пропускания этих фильтров, значение которой можно определить с помощью моделирования.

3.2 Анализ линеаризованной модели системы ФАП – СВН

Из рис. 4 и рис. 7 следует, что фазовый дискриминатор является инерционным звеном, так как содержит в своем составе фильтры ФНЧ_{1,2}. Инерционность этих фильтров влияет на быстроменяющиеся процессы $D(t)$, $n_c(t)$, $n_s(t)$. Однако обычно полоса пропускания ФАП $\Delta\omega_{\text{ФАП}}$ выбирается малой, и поэтому $\varphi(t)$ – медленная функция времени. Поэтому приближенно можно полагать, что функции $\sin \varphi(t)$ и $\cos \varphi(t)$ не искажаются при прохождении через ФНЧ_{1,2}.

Это позволяет упростить структурную схему на рис. 7. Приближенно

$$\begin{aligned} u_{\phi 1}(t) &\approx S_{\Pi} \cdot [D_1(t) \cdot \sin \varphi(t) + n_{s1}(t)], \\ u_{\phi 2}(t) &\approx S_{\Pi} \cdot [D_1(t) \cdot \cos \varphi(t) + n_{c1}(t)], \end{aligned}$$

где $D_1(t) = K(p) D(t)$; $n_{s1}(t) = K(p) n_s(t)$; $n_{c1}(t) = K(p) n_c(t)$.

Тогда напряжение на выходе фазового дискриминатора

$$u_{\text{д}}(t) = u_{\phi 1}(t) \cdot u_{\phi 2}(t) \approx S_{\Pi}^2 \left(D_1^2(t) \frac{\sin 2\varphi}{2} + \xi(t) \right), \quad (3.23)$$

где $\xi(t)$ – помеха на выходе дискриминатора

$$\xi(t) = n_{s1}(t) \cdot n_{c1}(t) + n_{s1}(t) \cdot D_1(t) \cdot \cos \varphi + n_{c1}(t) \cdot D_1(t) \cdot \sin \varphi.$$

Запишем $D_1^2(t)$ в виде

$$D_1^2(t) = \alpha_0 + \alpha_{\text{м}}(t),$$

где $\alpha_0 = \overline{D_1^2(t)}$ – среднее значение, $\alpha_{\text{м}}(t)$ – переменная составляющая, обусловленная наличием у сигнала модуляции $D(t)$. Из (3.23) следует, что дискриминационная характеристика

$$\overline{u_{\text{д}}(t)} = F(\varphi) = S_{\text{фд}} \frac{\sin 2\varphi}{2},$$

где $S_{\text{фд}} = S_{\Pi}^2 \cdot \alpha_0$ – крутизна дискриминационной характеристики.

Запишем выражение (3.22) для $K(p)$ в виде

$$K(p) = \frac{1}{1 + \frac{p}{2\pi f_c}},$$

где f_c –полоса пропускания ФНЧ по уровню -3 дБ. Так записывается коэффициент передачи фильтра Баттерворта 1-го порядка.

Можно показать, что при таком фильтре

$$\alpha_0 = 1 - (1 - e^{-x})/x, \quad x = 2\pi T f_c. \quad (3.24)$$

Положим, что ошибка $\varphi(t)$ мала и запишем (3.23) в виде

$$u_d(t) \approx S_{\Pi}^2 [(\alpha_0 + \alpha_m(t))\varphi(t) + \xi(t)] = S_{\Pi}^2 \alpha_0 \left[\varphi(t) + \frac{\alpha_m(t)\varphi(t)}{\alpha_0} + \frac{\xi(t)}{\alpha_0} \right] \quad (3.25)$$

Из (3.25) следует, что даже в отсутствие внутреннего шума приемника (при этом $\xi(t) = 0$) имеется модуляционная помеха $S_{\Pi}^2 \alpha_m(t)\varphi(t)$ на выходе дискриминатора (собственный шум системы СВН). Влияние этой помехи зависит от величины ошибки слежения $\varphi(t)$.

Обозначая $\xi(t)/\alpha_0 = n(t)$ и пренебрегая модуляционной помехой при малой ошибке $\varphi(t)$, получаем

$$u_d(t) \approx S_{\Phi\Delta} [\varphi(t) + n(t)] \quad (3.26)$$

Используя (3.26) и рис. 7, приходим к линеаризованной структурной схеме (рис. 8).

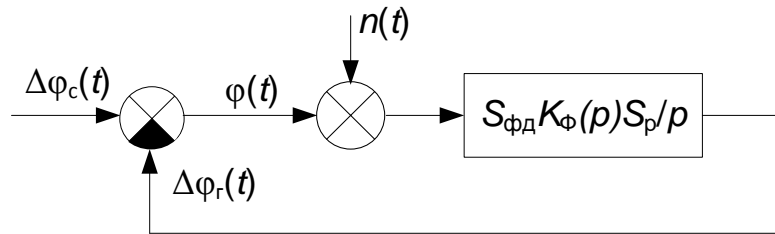


Рис. 8. Линеаризованная структурная схема ФАП.

Полагаем, что $K_{\Phi}(p)$ определяется (3.22), тогда коэффициент передачи разомкнутой системы ФАП-СВН

$$K_p(p) = S_{\Phi\Delta} K_{\Phi}(p) S_p / p = K_0 (1 + pT_1) / p^2,$$

где $K_0 = S_{\Phi\Delta} K_{\Phi 0} S_p$ – общий коэффициент усиления. Известно [6], что коэффициент передачи замкнутой системы ФАП можно представить в форме коэффициента передачи одиночного резонансного контура

$$H(p) = K_p(p) / (1 + K_p(p)) = \frac{\omega_c^2 + 2\varepsilon\omega_c p}{\omega_c^2 + 2\varepsilon\omega_c p + p^2},$$

где $\omega_c = \sqrt{K_0}$ – собственная частота, $\varepsilon = \sqrt{K_0}T_1/2$ – коэффициент демпфирования.

Рекомендуется использовать $\varepsilon = 0,5 \dots 1$. Выберем $\varepsilon = 1/\sqrt{2}$, тогда

$$T_1 = \sqrt{2/K_0}. \quad (3.27)$$

Будем считать $n(t)$ белым шумом с односторонней спектральной плотностью N_0 . При этом дисперсия ошибки слежения

$$\sigma_\varphi^2 = N_0 \cdot \Delta f_\varphi, \quad (3.28)$$

где Δf_φ – эквивалентная шумовая полоса СВН, $\Delta f_\varphi = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty |H(j\omega)|^2 d\omega$

и при $\varepsilon = 1/\sqrt{2}$

$$\Delta f_\varphi = \frac{3\sqrt{K_0}}{4\sqrt{2}} = 0,53\sqrt{K_0}. \quad (3.29)$$

Рассчитаем переходные процессы в системе СВН.

Зададим $\Delta\varphi_c(t) = \varphi_0$ при $t \geq 0$, тогда изображение ошибки слежения

$$\Phi(s) = (\varphi_0/s)[1 - H(s)] = (\varphi_0/s)/(K_0 + \sqrt{2K_0}s + s^2),$$

чему соответствует оригинал

$$\varphi(t)/\varphi_0 = A(x) = e^{-x}(\cos x - \sin x), \quad x = \sqrt{K_0/2} t. \quad (3.30)$$

График функции (3.30) показан на рис. 9, причем $x_0 = \pi/4 = 0,785$; $x_{\min} = \pi/2 = 1,57$; $A_{\min} = -e^{-\pi/2} = -0,21$.

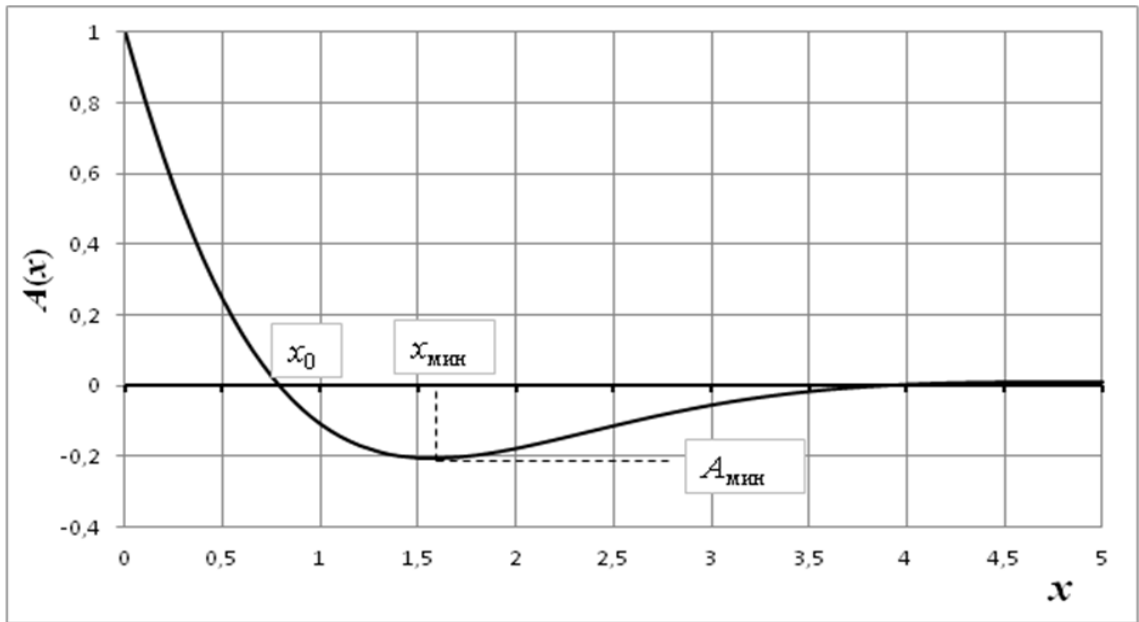


Рис. 9. Переходный процесс в системе ФАП, рассчитанный по формуле (3.30).

Если $\Delta\varphi_c(t) = \Omega t$ при $t \geq 0$, то

$$\varphi(t)/\Omega = B(x) = \sqrt{2/K_0} e^{-x} \sin x. \quad (3.31)$$

График функции (3.31) при $K_0 = 2$ показан на рис. 10, причем $x_{\text{макс}} = \pi/4 = 0,785$; $B_{\text{макс}} = e^{-\pi/4} / \sqrt{K_0} = 0,46 / \sqrt{K_0}$.

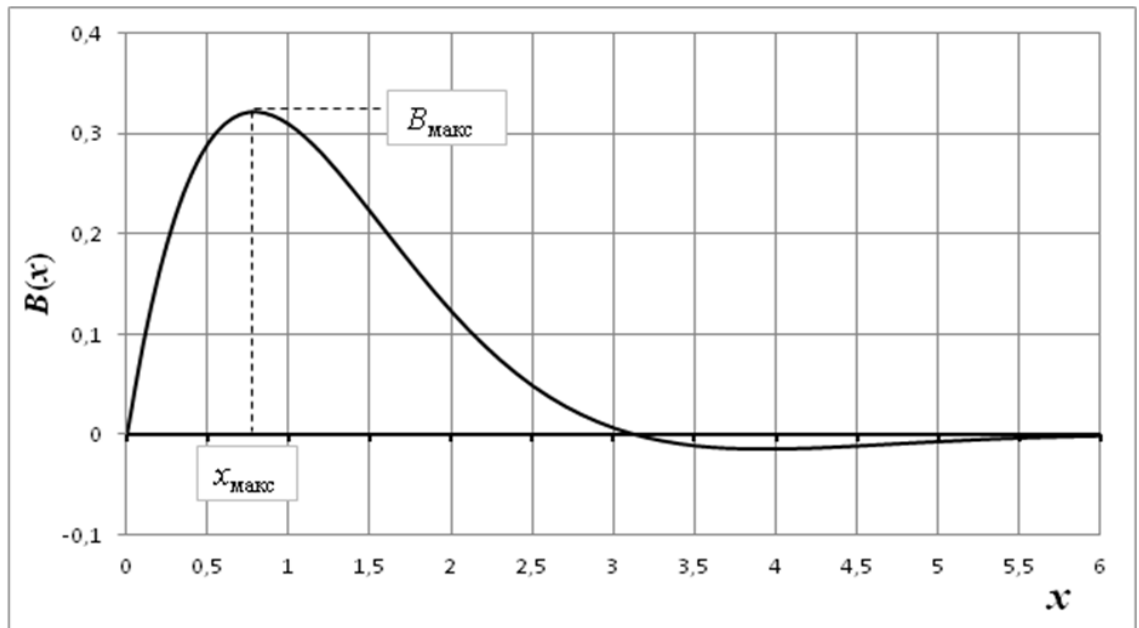


Рис. 10. Переходный процесс в системе ФАП, рассчитанный по формуле (3.31).

Выражение для Δf_s (3.29) и процессы (3.30) и (3.31) используем для проверки точности моделирования в System View схемы на рис. 7.

4 Цифровая модель системы связи

Цифровая модель исследуемой системы связи приведена на рис. 11 в виде блок-схемы System View. Модель состоит из источника двоичного сигнала (элемент 1), модулятора сигнала ФМ2 (элементы 2, 6), демодулятора (элементы 17, 19, 20), канала (элементы 0, 7) и схемы восстановления несущего колебания (элементы 9, 10, 11, 12, 14, 15, 16, 17, 18).

Параметры сигнала: битовая скорость 100 Гц, частота несущего колебания 1000 Гц.

Параметры фильтра нижних частот в цепи ОС СВН:

$$K(p) = G_P + \frac{G_I}{p} + G_D p,$$

где $G_P = 1$; $G_I = 1$; $G_D = 0$.

Фильтры НЧ (элементы 10 и 13) идентичны.

Остальные параметры приведены в таблицах на рис. 11. В первой строке указан номер элемента. Например, таблица Token 17 Parameters относится к параметрам элемента 17 – ГУН. Крутизна регулировочной характеристики ГУН равна 1 Гц/В.

Частота моделирования F_s равна 10 кГц, число отсчетов $M_s = 100000$ (величина M_s может изменяться при выполнении работы).

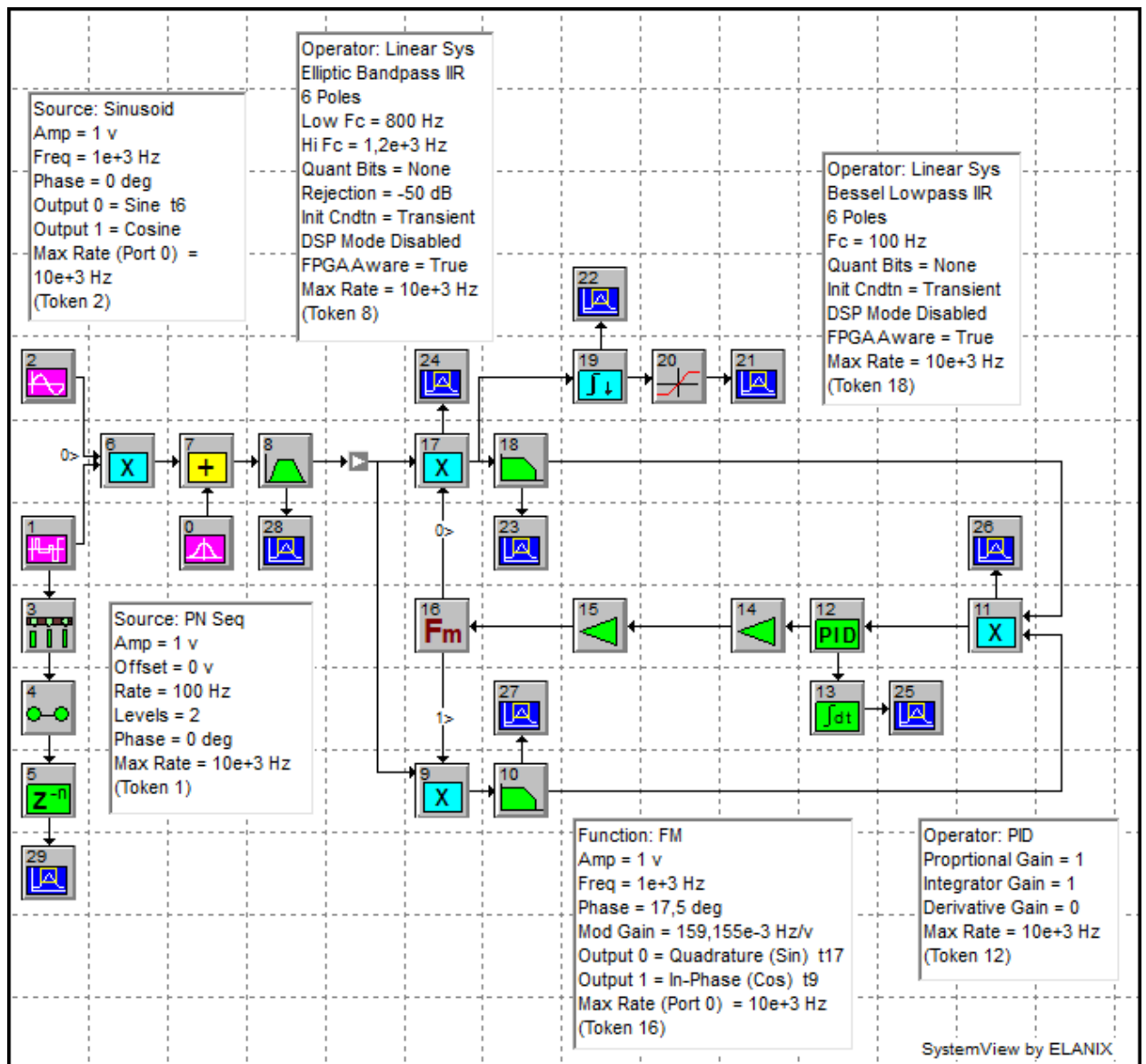


Рис. 11. Цифровая модель исследуемой системы связи с указанием параметров основных элементов

5 Домашняя подготовка

5.1. Прочитайте полностью текст этого описания и лекции. При необходимости обратитесь к дополнительной литературе.

5.2. Отдельно прочитайте п.6 описания ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ. Зарисуйте схемы моделей СВН, которые Вам надо составить во время выполнения лабораторной работы: линейризованной, нелинейной (полной) схемы.

В отдельной таблице укажите параметры всех элементов этих схем.

5.3. Используя модель линейризированной СВН (рис. 8), постройте на миллиметровке графики переходных процессов для ошибки слежения и реакции системы от времени при несовпадении начальных фаз входного коле-

бания и колебания с выхода ГУН. Коэффициент усиления $K_0 = 2$. По оси времени отложите время.

При выполнении работы (на занятии) на этот график Вы будете наносить точки, полученные в результате моделирования.

5.4. Для той же модели постройте график зависимости ошибки слежения и реакции системы от времени при линейном воздействии на входе СВН (при несовпадении частот входного сигнала и напряжения ГУН). Коэффициент усиления $K_0 = 2$. По оси времени отложите время.

При выполнении работы на этом графике Вы на этот график Вы будете наносить точки, полученные в результате моделирования.

5.5. Для линеаризованной модели рассчитайте эквивалентную шумовую полосу СВН для $K_0 = 2$.

5.6. Для нелинейной модели СВН (рис. 7) качественно зарисуйте предполагаемые эпюры напряжения в различных точках схемы.

5.7. Запишите условия и последовательность проведения эксперимента для определения вероятности битовой ошибки на выходе канала связи при наличии расфазирования между входным колебанием и напряжением ГУН в схеме на рис. 11.

6 Порядок выполнения

При выполнении лабораторной работы проводится две серии экспериментов. Сначала студенты изучают свойства СВН на линеаризованной (рис. 8) и полной (рис. 7) моделях. Затем – свойства системы связи с сигналом ФМ2 и СВН в демодуляторе приемника.

6.1 Моделирование СВН по линеаризованной структурной схеме

Моделирование проводится на основе модели на рис. 8.

1. Создание и настройка модели.

Откройте окно System программы **System View**. Составьте (наберите из отдельных блоков) модель СВН на основе схемы, разработанной при домашней подготовке.

Моделированию проведите при значении коэффициента усиления $K_0 = 2$. По формуле (3.27) рассчитайте значение постоянной времени T_1 , при которой коэффициент демпфирования $\varepsilon = 1/\sqrt{2}$.

Для реализации коэффициента передачи фильтра в цепи обратной связи модели СВН

$$K_p(p) = S_{\text{фд}} K_{\text{ф}}(p) S_p / p^2 = K_0(1 + pT_1) / p^2,$$

воспользуйтесь примером, приведенным на рис. 11. Блок 15 (рис. 11) – модель ФНЧ с коэффициентом передачи $K_{\text{ф}}(p) = K_{\text{ф0}} \frac{1 + pT_1}{p} = G_p + \frac{G_I}{p} + G_D p$. Параметры G_p , G_I , G_D определите самостоятельно.

Модель идеального интегратора – блок 19 на рис. 11.

Параметры моделирования: $F_s = \text{Sample Rate} = 100$ Гц, No. of Samples = 500.

2. Анализ переходного процесса в модели СВН при воздействии $\Delta\varphi_c(t) = \varphi_0$ при $t \geq 0$. Величину φ_0 предлагается выбрать самостоятельно. Поместите в отчет обоснование выбора значения φ_0 .

В какую точку схемы нужно поместить анализатор, чтобы получить процесс, аналогичный приведенному на рис. 9?

Проведите моделирование. Постройте графики переходных процессов для ошибки слежения и реакции системы.

Нанесите результаты моделирования на график из домашней подготовки. Для этого воспользуйтесь возможностью прореживания процесса (используйте КАЛЬКУЛЯТОР или в схему добавьте вспомогательный элемент Дециматор).

Проведите сопоставление соответствующих графиков. Сделайте выводы.

3. Анализ переходного процесса в модели СВН при линейном воздействии $\Delta\varphi_c(t) = \Omega t$ при $t \geq 0$. Величину Ω предлагается выбрать самостоятельно. Поместите в отчет обоснование выбора значения Ω .

Проведите моделирование. Постройте графики переходных процессов для ошибки слежения и реакции системы.

Нанесите результаты моделирования на график из домашней подготовки. Для этого воспользуйтесь возможностью прореживания процесса.

Проведите сопоставление соответствующих графиков. Сделайте выводы.

4. Анализ шумовых свойств линеаризованной СВН.

Пояснение 1 к заданию параметров шумового процесса.

Для проведения эксперимента предварительно рассчитаем дисперсию ошибки слежения σ_{φ}^2 . Если в аналоговой системе белый шум $n(t)$ имеет одностороннюю спектральную плотность N_0 , то в дискретной модели System View этот шум заменяется дискретным белым шумом (это процесс с независи-

ми отсчетами) с дисперсией $\sigma_n^2 = N_0 \cdot F_s / 2$. Зададим $N_0 = 1$ Вт/Гц (на 1 Ом). Тогда в соответствии с предварительными расчетами по формуле (3.28) дисперсия ошибки слежения σ_φ^2 численно равна Δf_3 (3.29), причем величина Δf_3 рассчитана в п. 5.5 домашней подготовки.

При цифровом моделировании для оценки дисперсии случайного процесса можно использовать (1) усреднение значений центрированного процесса по ансамблю реализаций или (2) усреднение значений центрированного процесса по времени (после завершения переходного процесса в системе). В лабораторной работе используем 2-й способ – усреднение длинной реализации процесса по времени.

Для выполнения усреднения необходимо отсечь переходный процесс ($t_{\text{перех}} = M_0 / F_s$) и затем произвести расчет по формуле:

$$\hat{\sigma}_{\varphi(\text{модель})}^2 = \frac{1}{M_s - M_0} \sum_{i=M_0+1}^{M_s} \varphi^2(i/F_s). \quad (6.1)$$

Здесь M_0 – число отсчетов, определяющее длительность переходного процесса в тактах частоты F_s .

Перейдем к моделированию. Для оценки дисперсии σ_φ^2 в линеаризованной модели СВН установите значение $\Delta\varphi_c(t) = 0$, $N_0 = 1$ Вт/Гц (на 1 Ом). Параметры моделирования: $F_s = \text{Sample Rate} = 100$ Гц, No. of Samples = 200000.

Как выполнить отсечку переходного процесса?

Произведите в модели необходимые изменения и по результатам моделирования рассчитайте оценку дисперсии $\sigma_{\varphi(\text{модель})}^2$ ошибки слежения.

Полученное значение $\sigma_{\varphi(\text{модель})}^2$ занесите в отчет и сравните с теоретическим значением. Сделайте вывод.

6.2 Моделирование СВН по нелинейной структурной схеме

Моделирование проводится на основе модели на рис. 7.

Составьте новую схему модели в том же окне. При этом появится возможность сравнивать результаты моделирования в линейной и нелинейной моделях средствами System View.

1. В окне System составьте модель СВН на основе схемы, разработанной при домашней подготовке.

Параметры моделирования: $F_s = \text{Sample Rate} = 1000$ Гц, No. of Samples = 5120.

Установите значения коэффициентов $S_d = 1$ В/рад; $S_p = 1$ рад/(с · В). Частота следования символов $D(t)$ Rate = 100 Гц, (длительность импульса $T = 10$ мс). Уровни $D(t) = \pm 1$ В. Установите значение $K_{\phi 0} = 2,11$. Каков при этом общий коэффициент усиления $K_0 = ?$

Параметры ФНЧ $K(p)$: аналоговый фильтр, тип – Баттерворта, ФНЧ (Lowpass), порядок – 1, частота среза $f_c = 300$ Гц.

2. Анализ переходного процесса $\phi(t)$ в модели СВН (рис. 7) при воздействии $\Delta\phi_c(t) = \phi_0$ при $t \geq 0$ в отсутствие шума. Величину ϕ_0 предлагается выбрать самостоятельно. Поместите в отчет обоснование выбора значения ϕ_0 .

Исключите шумы $n_c(t)$, $n_s(t)$.

Задайте соответствующие параметры элементов для линейной модели.

Проведите моделирование 2-х схем. Постройте график переходного процесса для ошибки слежения.

Нанесите результаты моделирования на график из домашней подготовки. Для этого воспользуйтесь возможностью прореживания процесса (используйте КАЛЬКУЛЯТОР или в схему добавьте вспомогательный элемент Дециматор).

Сравните полученные результаты. Сделайте выводы.

3. Анализ переходного процесса в модели СВН при линейном воздействии $\Delta\phi_c(t) = \Omega t$ при $t \geq 0$ в отсутствие шума.

3.1. Установите малую начальную ошибку по частоте $\Omega = 0,1$ рад/с.

Задайте соответствующие параметры элементов для линейной модели.

Проведите моделирование 2-х схем. Постройте графики переходного процесса $\phi(t)$.

Нанесите результаты моделирования на график из домашней подготовки. Сравните результаты. Поясните полученные результаты.

3.2. Установите начальную ошибку по частоте $\Omega = 2$ рад/с.

Задайте соответствующие параметры элементов для линейной модели.

Проведите моделирование 2-х схем. Постройте графики переходного процесса $\phi(t)$.

Нанесите результаты моделирования на график из домашней подготовки (рис. 10). Сравните и поясните полученные результаты. Сделайте выводы.

4. Расчет зависимости дисперсии ошибки слежения σ_{ϕ}^2 от полосы пропускания f_c ФНЧ_{1,2} (рис. 4).

Динамическое воздействие установите равным нулю: $\Delta\phi_c(t) = 0$.

Для моделирования требуется задать параметры шумовых воздействий $n_c(t)$, $n_s(t)$.

Пояснение 2 к расчету параметров модели.

Общий коэффициент усиления следящей системы на рис. 8 задается соотношением $K_0 = K_{\phi 0} S_{\phi d}$, где $S_{\phi d} = S_{\Pi}^2 \cdot \alpha_0$ – крутизна дискриминационной характеристики, $K_{\phi 0}$ определено в (3.22). При вычислении дисперсии считаем, что $K_0 = \text{const}$.

В п. 3 показано, что в соответствии с (3.24) величина α_0 зависит от частоты среза f_c канальных ФНЧ_{1,2} (рис. 4). Тогда для выполнения равенства $K_0 = \text{const}$ при изменении f_c требуется также изменять значение $K_{\phi 0}$

$$K_{\phi 0} = K_0 / S_{\phi d}, \quad (6.2)$$

В дальнейшем полагаем, что $K_0 = 2$. Используя (3.24) и заданные ранее $S_{\Pi} = 1$, частоту среза $f_c = 300$ Гц, находим $S_{\phi d} = \alpha_0 = 0,947$. Поэтому при $f_c = 300$ Гц рассчитанное значение $K_{\phi 0} = 2,11$.

Пояснение 3 к расчету параметров воздействий.

Шумы $n_c(t)$, $n_s(t)$ (рис. 7) в цифровой модели System View заменяем дискретными белыми шумами с одинаковой дисперсией σ_n^2 . Для определенности заметим, что в приведенном ниже расчете используется обозначение $S_{ns}(0)$ для двусторонней спектральной плотности шума, измеренной на сопротивлении 1 Ом (размерность Вт/Гц). Тогда $\sigma_n^2 = 2S_{ns}(0) \cdot F_s / 2 = S_{ns}(0) \cdot F_s$, причем в соответствии с (3.14)

$$S_{ns}(0) = 2S_0 / U_c^2,$$

где U_c – амплитуда сигнала на выходе УПЧ,

$2S_0$ – двусторонняя спектральная плотность мощности (размерность Вт/Гц) процессов $U_{шc}$ и $U_{шs}$ из (3.11).

Установим связь σ_n^2 с вероятностью ошибки демодулированной последовательности \hat{x}_i на рис. 2. Обозначим $N_0 = 2S_0$ – одностороннюю спектральную плотность мощности шума на выходе УПЧ; $P_c = U_c^2 / 2$ – мощность сигнала, рассчитанная на сопротивлении 1 Ом. Тогда выражение для спектральной плотности мощности $S_{ns}(0)$ шума $n_s(t)$ записывается как

$$S_{ns}(0) = \frac{N_0}{U_c^2} = \frac{N_0}{2P_c} = \frac{T}{2} \cdot \frac{1}{E_{дв} / N_0},$$

где $\frac{E_{\text{дв}}}{N_0} = \frac{P_c \cdot T}{N_0}$ – отношение энергии сигнала за длительность двоичного символа T к *односторонней* спектральной плотности шума N_0 .

Вероятность битовой ошибки при идеальной работе СВН и системы символьной синхронизации для сигнала ФМ2 рассчитывается по формуле

$$P_{\text{ош}} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_{\text{дв}}}{N_0}}\right),$$

где $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$.

Предположим, что требуемое значение вероятности битовой ошибки $P_{\text{ош}} = 10^{-3}$. При этом необходимо обеспечить на входе приемника отношение $\frac{E_{\text{дв}}}{N_0} = 5$ (взято из справочника). Тогда $\sigma_n^2 = S_{ns}(0) \cdot F_s = \frac{TF_s}{2} \cdot \frac{1}{E_{\text{дв}}/N_0} = 1$.

Итак, рассчитано значение дисперсии шумовых воздействий $n_c(t)$, $n_s(t)$ для схемы на рис. 7.

Для расчета дисперсии необходимо рассматривать процесс в СВН после завершения переходного процесса. Как выполнить отсечку переходного процесса?

Для расчета дисперсии в соответствующую точку схемы поставьте необходимый анализатор.

Длину реализации задайте No. of Samples = 200000.

Произведите в схеме модели необходимые изменения и по результатам моделирования рассчитайте оценку дисперсии σ_ϕ^2 ошибки слежения для частоты среза ФНЧ_{1,2} $f_c = 300$ Гц.

Найдите оптимальное значение частоты среза f_c , обеспечивающее минимум дисперсии ошибки слежения σ_ϕ^2 в нелинейной схеме СВН. Для этого заполните следующую таблицу.

f_c , Гц	300	200	100	50
$S_{\text{фд}}$	0,947	0,920	0,841	0,695
$K_{\text{ф0}}$	2,11	2,17	2,38	2,88
σ_ϕ^2 , рад ²				

При изменении f_c изменяйте $K_{\phi 0}$ (6.2), так чтобы выполнялось условие $K_0 = 2$. Это приводит к тому, что поддерживается постоянной эквивалентная шумовая полоса (3.29): $\Delta f_3 = 0,75$ Гц.

6.3 Моделирование СВН методом несущей

Моделирование проводится на основе модели на рис. 11.

1. Загрузите схему модели системы связи со схемой СВН (рисунок 11). Проверьте установленные параметры моделирования: частота моделирования 10 кГц, длина реализации 9,999 с (число точек моделирования 100000). Установите частоту сигнала и ГУН, равными 1 кГц. Начальная фаза несущего колебания (элемент 2) равна 0. Начальная фаза колебания ГУН (элемент 16) равна $17,5^\circ$ и не изменяется при проведении экспериментов.

2. Проведите моделирование (Run или F5). Рассмотрите и поясните переходные процессы на выходе фильтра ПЧ (элемент 8), на выходе источника (элемент 1), на выходе демодулятора (элемент 20) и на выходах каждого блока СВН. Убедитесь в том, что по завершении переходных процессов в СВН цифровые последовательности на входе (элемент 1) и на выходе (элемент 20) канала связи совпадают.

Определите длительность переходных процессов. Проанализируйте процессы на выходе каждого блока СВН.

Повторите моделирование для различных значений начальной фазы несущего колебания (элемент 2), например, 45° , 80° , 135° .

Пронаблюдайте эпюры напряжения на выходе демодулятора при обратной работе СВН.

Занесите характерные графики в отчет, отметив наиболее интересные и значимые особенности процессов.

3. Установите частоту сигнала 1001 Гц. В элементе 1 установите число уровней $L = 1$, это соответствует немодулированному сигналу. Проведите моделирование. Определите, как изменится частота ГУН после окончания переходного процесса в СВН. Запишите, какова длительность переходного процесса в СВН.

Измените усиление в блоке 15: $\text{Gain} = 2$. Повторите моделирование. Проанализируйте эпюры напряжения в различных точках схемы. Сравните характеристики в СВН при $\text{Gain} = 2$ и $\text{Gain} = 1$. Предложите свои эксперименты.

Наиболее интересные и характерные графики и параметры занесите в отчет.

4. Повторите п. 3 для модулированного сигнала на входе (в элементе 1 установите число уровней $L = 2$).

Удалось ли получить опорное напряжение на выходе ГУН синфазным входному? Подтвердите свой ответ результатами моделирования.

5. Установите частоту сигнала ФМ2, равную 1002 Гц. Проведите моделирование. Определите, как изменится частота ГУН после окончания переходного процесса в СВН. Запишите, какова длительность переходного процесса в СВН.

Рассмотрите различные значения усиления в блоке $\text{Gain} = 1, \dots, 10$. Повторите моделирование. Проанализируйте эпюры напряжения в различных точках схемы. Сравните характеристики процессов в СВН.

Наиболее интересные и характерные графики и параметры занесите в отчет.

При анализе процессов надо иметь в виду, что цель работы СВН состоит в том, чтобы сформировать опорное напряжение для демодулятора, синфазное входному.

Проверьте, совпадают ли последовательности на входе и выходе канала связи. Отметьте случаи обратной работы.

6. Постройте зависимость полосы захвата СВН от коэффициента усиления блока 15 Gain при ограничении на время захвата 10 с.

7. Проанализируйте результаты анализа канала связи с СВН при различных значениях параметров сигнала и системы. Сделайте обобщенные выводы.

7 Контрольные вопросы

1. Какова цель работы? Поясните каждое из положений, приведенных в п. 1 описания.

2. Поясните особенности работы демодулятора сигнала ФМ2 при расфазировании опорного колебания и сигнала. Сравните эпюры напряжения в различных точках схемы демодулятора при наличии расфазирования и в идеальном случае. Сделайте выводы.

3. Поясните особенности работы демодулятора сигнала ФМ2 при несовпадении частоты опорного колебания и центральной частоты спектра сигнала. Сравните эпюры напряжения в различных точках схемы демодулятора при наличии расфазирования и в идеальном случае. Сделайте выводы.

4. Поясните, как и почему изменяется вероятность битовой ошибки при неидеальности синхронизации по фазе по сравнению с идеальным случаем.
5. Обоснуйте математические модели СВН, построенные при домашней подготовке.
6. Получите выражение для дискриминационной характеристики изучаемой схемы восстановления опорного колебания. Зарисуйте ее. Каковы особенности этой характеристики?
7. Как влияет переходный режим работы системы восстановления несущей на работу демодулятора? Предложите логику совместного функционирования этих двух устройств.
8. Поясните назначение ФНЧ в каналах демодулятора схемы СВН. Каковы требования к их характеристикам?
9. Из каких соображений выбирается коэффициент передачи ФНЧ в контуре обратной связи схемы СВН. Каковы требования к его параметрам?
10. В п. 6.3 ПОРЯДКА ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ начальная фаза колебания ГУН (элемент 16) выбрана равной $17,5^\circ$ и не изменяется при проведении экспериментов. Поясните, почему фаза колебания ГУН отлична от нуля, чему это соответствует в линейной схеме и из какого условия рассчитывается значение начальной фазы.
11. Предложите условия и последовательность проведения эксперимента для определения вероятности битовой ошибки на выходе канала связи в рассматриваемой схеме.

8 Содержание отчета

1. Титульный лист с указанием автора этого отчета.
 2. Название и цель работы.
 3. Структурные схемы моделей СВН и системы связи с указанием параметров схемы и воздействий.
 4. Домашняя подготовка.
 5. Протоколы наблюдений с графиками, построенными по заданиям п. 6, выводы, результаты сравнения.
- Каждый график и рисунок требуется подписать и указать необходимые параметры.

Библиографический список

1. Радиосистемы передачи информации: Учебное пособие для вузов / В.А.Васин, В.В. Калмыков, Ю.Н. Себекин, А.И. Сенин, И.Б. Федоров; под

ред. И.Б. Федорова и В.В. Калмыкова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 472 с.

2. **Когновицкий Л.В., Сизякова А.Ю.** Межсимвольные искажения сигналов и их компенсация в каналах с ограниченной полосой. Методическое пособие. Лабораторная работа №2. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010. – 32 с.

3. **Когновицкий Л.В., Мельников Б.С.** Спутниковые системы связи с нелинейным ретранслятором. Методическое пособие. Лабораторная работа №16. – М.: Издательство МЭИ, 1993. – 24 с.

4. **Сизякова А.Ю.** Методы формирования и демодуляции АФМ сигналов. Методическое пособие. Лабораторная работа №3. – М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 28 с.

5. **Сизякова А.Ю.** Методы формирования и демодуляции сигналов ФМ2. Методическое пособие. Лабораторная работа №10. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 20 с.

6. **Первачев С.В.** Радиоавтоматика. Учебник для вузов. – М.: Радио и связь, 1982. – 296 с.

7. **Скляр Б.** Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1043 с.

8. **Сизякова А.Ю.** Моделирование устройств обработки сигналов в программе System View. – М.: Издательство МЭИ, 2005. – 28 с.

Учебное издание

Сизякова Анна Юрьевна
Чиликин Владимир Михайлович

**СОВМЕСТНАЯ РАБОТА ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛА ФМ2
И СИСТЕМЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ НЕСУЩЕЙ**

Лабораторная работа № 5

Методическое пособие по курсам «Основы радиотехнических систем» и
«Системы передачи информации» для студентов, обучающихся
по направлению «Радиотехника»

Редактор издательства

Темплан издания МЭИ 2010 (I), метод. Подписано к печати

Формат 60x84/16

Физ. печ. л. 2,0

Тираж 200

Изд. № 52

Заказ

Издательство МЭИ, 111250, Москва, Красноказарменная ул., д. 14

Отпечатано в типографии ФГУП "НИИ "Геодезия", 141292, Московская обл.,
г. Красноармейск, пр-т Испытателей, д. 14