

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное агентство по образованию
Московский физико-технический институт

Кафедра радиотехники

МАНИПУЛЯЦИЯ И ДЕМАНИПУЛЯЦИЯ РАДИОСИГНАЛОВ

Лабораторная работа
по курсам: *Аналоговая электроника,*
Нелинейные преобразования и прием радиосигналов

Составитель *Ю.П. Озерский*

МОСКВА 2008

УДК 621.37

Манипуляция и деманипуляция радиосигналов:.

Лабораторная работа по курсам: *Аналоговая электроника, Нелинейные преобразования и прием радиосигналов*
/ Сост. Ю.П. Озерский . – М.: МФТИ, 2008. – 52 с.

Данная работа позволяет ознакомиться с широко применяемой в радиотехнике операцией преобразования информационных двоично-кодированных видеосигналов в радиосигналы, излучаемые в свободное пространство и затем принимаемые соответствующими антеннами. Изучаются виды таких радиосигналов, их осциллограммы, параметры, а также принципы их формирования в передающих устройствах и обработки в приемных устройствах. Производится экспериментальная оценка и сравнение степени помехозащищенности разных видов изучаемых радиосигналов для случая приема этих сигналов в сумме с широкополосным шумом.

Работа предназначена для студентов 3-го курса ФРТК, слушающих лекционные курсы *Аналоговая электроника* и *Нелинейные преобразования и прием радиосигналов*, а также для студентов младших курсов других факультетов, изучающих основы радиоэлектроники.

УДК 621.37

© Московский физико-технический институт
(государственный университет), 2008

Содержание

Цель работы	4
1. Основы теории.	4
1.1. Фазовая манипуляция	7
1.1.1. Двоичная фазовая манипуляция	7
1.1.2. Относительная фазовая манипуляция	12
1.1.3. Многопозиционная фазовая манипуляция	12
1.2. Частотная манипуляция	16
1.2.1. Произвольная двоичная частотная манипуляция	16
1.2.2. Частотная манипуляция с непрерывной фазой	17
1.2.3. Многопозиционная частотная манипуляция	19
1.3. Комбинированная манипуляция и модуляции	20
1.3.1. Двоичная манипуляция и модуляция	20
1.3.2. Квадратурная амплитудная манипуляция	21
1.4. Понятие о решетчатом кодировании	23
2. Задание	24
2.1. Классический ФМн-радиосигнал	24
2.2. Радиосигнал с ОФМн	28
2.3. Радиосигнал с ФМн-4	31
2.4. Радиосигнал с ФМн-8	33
2.5. Радиосигнал с ФМн-16	35
2.6. Квадратурный ММС-радиосигнал	39
2.7. Радиосигнал с ортогональной ЧМн-4	41
2.8. Радиосигнал с КАМн-8	43
2.9. Радиосигнал с КАМн-16	45
Список литературы	51

Цель работы

Целью данной лабораторной работы является изучение операций манипуляции передаваемых радиосигналов двоичными информационными кодами и деманипуляции принимаемых манипулированных радиосигналов.

Изучаются виды манипуляции, форма и характеристики манипулированных колебаний, способы формирования и обработки манипулированных радиосигналов, а также структуры и характеристики формирующих и обрабатывающих устройств.

Работа выполняется на персональном компьютере с использованием программы электронного моделирования *Micro-Cap* (сокращенно *MC*).

1. Основы теории

В настоящее время обмен сообщениями, управление различными системами, локация и навигация подвижных объектов производятся в основном с использованием радиотехнических средств и сигналов. Цепи и среды, по которым названные сигналы передаются (провода, шины, кабели, свободное пространство), образуют каналы связи. При этом форма сигналов, направляемых в канал связи, обычно не совпадает ни с формой исходного (первичного) сигнала, формируемого соответствующим датчиком (микрофоном, телевизионной камерой, кодером букв, символов), ни с формой используемого на приемном конце сообщения, управляющего воздействия или координат движущегося объекта.

Целями преобразования первичного сигнала в передаваемый сигнал являются, во-первых, обеспечение наилучших условий неискаженного прохождения сигнала по каналу связи путем согласования свойств сигнала и канала связи, во-вторых, придание передаваемому сигналу определенных качеств (наименьшая полоса частотного спектра или узость его

автокорреляционной функции), в-третьих, максимальное повышение помехо- и криптозащищенности передачи информации.

Такое преобразование (или такую операцию) обобщенно называют модуляцией сигнала, сигнал, направляемый в канал связи, – модулированным сигналом, а обратное преобразование (или операцию) модулированного сигнала в потребляемое сообщение или управляющее воздействие – демодуляцией или детектированием.

Устройства, осуществляющие названные операции, соответственно называют модулирующим и демодулирующим устройствами, а их совокупность – модемом. Демодулирующие устройства также называют детекторами.

Вместе с тем из-за разнообразия областей применения и большого числа известных видов модулированных сигналов в литературных источниках (например, [1]–[7]) используют ряд расширяющих и уточняющих названий упомянутых преобразований (операций).

Так если частотные спектры исходного и модулированного сигналов расположены вблизи нулевой частоты, что обычно имеет место, то модуляцию называют низкочастотной модуляцией или модуляцией с передачей на исходной частоте, а модулирующий и модулированный сигналы относят к классу видеосигналов. Такие модулированные видеосигналы передают по проводам, шинам и кабелям. Примерами служат случаи преобразования звуковых сигналов в квантованные по Котельникову последовательности коротких видеоимпульсов. Эти последовательности образуют сигналы с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ), широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) и т.п.

Если же спектр передаваемого модулированного сигнала располагается в достаточно узкой полосе вокруг высокой центральной частоты f_0 , то модуляцию называют полосовой модуляцией или модуляцией с передачей на несущей частоте, а модулированный сигнал относят к классу радиосигналов.

Примером является передача звуковых, телевизионных или иных непрерывных видеосигналов через свободное пространство (эфир) по радиоканалу с использованием амплитудной модуляции АМ (или *Amplitude Modulation AM*), частотной модуляции ЧМ (или *Frequency Modulation FM*), фазовой модуляции ФМ (или *Phase Modulation PM*) и других видов модуляции.

В случаях передачи импульсных сигналов (в частности двоичных кодовых посылок) по радиоканалу (цифровое радио- или телевидение) в иностранной литературе вместо термина *modulation* используют термин *keying* (работа электронным ключом), а в отечественной литературе – термин манипуляция. Операцию, обратную операции манипуляции, при этом называют деманипуляцией.

В области радиосвязи применяют также сочетание терминов *цифровая амплитудная* (фазовая, частотная) *модуляция* (ЦАМ, ЦФМ, ЦЧМ), а в области радиолокации – терминов *дискретно-кодированные по амплитуде* (фазе, частоте) *сигналы* (ДКАС, ДКФС, ДКЧС).

В настоящей лабораторной работе круг изучаемых сигналов ограничен радиосигналами, переносящими посылки двоичных кодов и применяемыми в системах цифровой радиосвязи с частотным разделением каналов. При этом используются термины *манипуляция*, *деманипуляция*, *keying* и связанные с ними производные термины *манипулирующее* и *деманипулирующее* устройства.

Пример исходной передаваемой посылки 4-разрядного двоичного кода в виде напряжения $F(t)$ приведен на рис. 1.1а, а структурная схема манипулирующего устройства (МнУ) показана на рис. 1.1б. Напряжение $F(t)$ играет роль манипулирующего сигнала и подается на первый вход МнУ. На второй вход МнУ подается гармоническое напряжение $u_n(t) = A_m \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$ с постоянными параметрами A_m , f_0 и φ_0 , являющееся несущим колебанием выходного манипулированного радиосигнала $y(t)$. Внутренняя структура

МНУ и вид выходного манипулированного радиосигнала $y(t)$ зависят от используемого типа манипуляции.

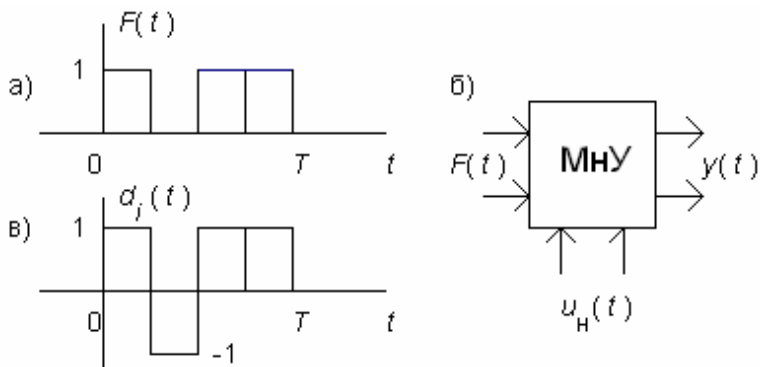


Рис. 1.1. Двоичная кодовая посылка (а), последовательность символов манипуляции (б), структурная схема манипулирующего устройства (в)

В любом случае манипулированный радиосигнал $y(t)$ представляет собой высокочастотное колебание, один параметр (или ряд параметров) которого (амплитуда, частота, начальная фаза) принимает разные значения на отрезках времени, соответствующих символам “1” или “0” передаваемого двоичного кода. Например, частота при передаче символа “1” равняется $f_0 + \Delta f$, при передаче символа “0” равна $f_0 - \Delta f$, а при отсутствии манипулирующего сигнала радиосигнал $y(t)$ либо вообще не передается (случай пассивной паузы), либо его частота имеет значение f_0 (случай активной паузы). С учетом сказанного в МНУ однополярная кодовая посылка $F(t)$ часто сначала преобразуется в двуполярную посылку $d_i(t)$, изображенную на рис. 1.1в и называемую последовательностью символов манипуляции, которая и используется далее для изменения параметров несущего колебания при преобразовании его в выходной манипулированный сигнал.

При этом каждый отрезок радиосигнала $y(t)$, на котором все его параметры постоянны, назовем разрядом (или символом) этого манипулированного радиосигнала.

В данной лабораторной работе изучаются следующие виды манипуляции.

1.1. Фазовая манипуляция

1.1.1. Двоичная фазовая манипуляция

Простейшим видом фазовой манипуляции является двоичная фазовая манипуляция ФМн-2 (или просто ФМн, или *Phase Shift Keying PSK*). Формируемый при этом фазоманипулированный радиосигнал (ФМн-радиосигнал) описывается выражением

$$y_i(t) = A_m \cos[\omega_0 t - \pi h_\Phi d_i(t)] = A \cos[\omega_0 t - \Delta\phi_i(t)], \quad (1.1)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$, символ i равен 1 или 0, h_Φ – индекс фазовой манипуляции, количественно описывающий глубину манипуляции, $\Delta\phi_i(t)$ – так называемый фазовый импульс (ФИ), описывающий закон изменения приращения начальной фазы на временном отрезке одного разряда ФМн-радиосигнала.

У простейшего ФМн-радиосигнала ФИ имеет прямоугольную форму, его знак зависит от знака символа манипуляции $d_i(t)$, а амплитуда определяется величиной индекса манипуляции h_Φ .

Манипулированные радиосигналы можно также отобразить на комплексной плоскости векторами, соответствующими разрядам этих сигналов, либо звездными диаграммами, то есть точками (или звездочками), координаты которых задают положения концов названных векторов.

Векторная диаграмма ФМн-радиосигнала (1.1) для значения $h_\Phi = 1/2$ показана на рис. 1.2. На этой диаграмме вертикальный вектор, направленный вниз, отображает разряд

ФМн-радиосигнала, соответствующий символу “1” двоичного кода, а вертикальный вектор, направленный вверх, отображает разряд, соответствующий символу “0”.

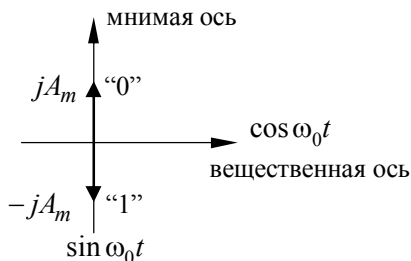


Рис. 1.2. Векторная диаграмма классического радиосигнала ФМн

Напомним также, что на комплексной плоскости точка с координатами $(1, j0)$ соответствует концу вектора гармонического напряжения $\cos \omega_0 t$, а точка с координатами $(0, -j)$ — концу вектора гармонического напряжения $\sin \omega_0 t$.

На рис. 1.3 показана звездная диаграмма ФМн-радиосигнала с $h_\Phi = 1/4$. Ее верхняя точка с координатами $(A_m / \sqrt{2}, jA_m / \sqrt{2})$ отображает разряд названного радиосигнала, соответствующего символу “0” двоичного манипулирующего кода, а нижняя точка с координатами $(A_m / \sqrt{2}, -jA_m / \sqrt{2})$ отображает разряд, соответствующий символу “1”.

Из рис. 1.2 и рис. 1.3 видно, что при одинаковой амплитуде и ненулевых значениях индекса фазовой манипуляции радиосигналы ФМн-2 несут одинаковое количество информации, имеют равную мощность, но обладают фазовыми импульсами разной величины. Так, при значении $h_\Phi = 1/2$ ам-

плитуда фазового импульса максимальна и равна 0.5π , а при значении $h_\phi = 1/4$ амплитуда этого импульса равна 0.25π .

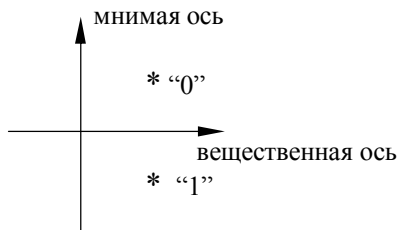


Рис. 1.3. Звездная диаграмма радиосигнала ФМн-2 с индексом фазовой манипуляции, равным $1/4$

Амплитуда фазового импульса определяет расстояние между концами векторов разрядов, соответствующих противоположным символам передаваемого двоичного кода. Чем больше это расстояние, тем меньше вероятность того, что вектор принимаемой суммы радиосигнала $y_1(t)$ и помехи займет положение вектора $y_0(t)$, следовательно, тем выше помехозащищенность данного ФМн-радиосигнала. Количественной мерой упомянутого расстояния является евклидово расстояние между сигналами (в нашем случае между его разрядами $y_1(t)$ и $y_0(t)$, соответствующими символу “1” и символу “0”):

$$D = \sqrt{\int_0^{T_{\text{обр}}} [y_1(t) - y_0(t)]^2 dt},$$

где $T_{\text{обр}}$ — время обработки сигналов, в данном случае равное длительности ΔT одного разряда ФМн-радиосигнала и соответствующего ему одного разряда двоичного кода.

Понятно, что ФМн-радиосигнал с $h_\phi = 1/2$ имеет наибольшее евклидово расстояние и наибольшую помехозащищенность среди ФМн-радиосигналов с двоичной фазовой

манипуляцией. Видимо, поэтому его называли классическим ФМн-радиосигналом и стали использовать в качестве эталона при сравнении помехозащищенности других манипулированных радиосигналов.

Классический ФМн-радиосигнал применяется, например, в отечественной радионавигационной системе ГЛОНАСС, а ФМн-радиосигнал с $h_{\Phi} = 1/4$ используется в американской радионавигационной системе *GPS* (Навстар).

Однако рабочая полоса частотного спектра классического ФМн-радиосигнала оказывается достаточно широкой, а скорость убывания внеполосного излучения — минимальной (равной — 20 дБ/декада), что ограничивает число независимых частотных каналов в системах связи с частотным разделением каналов при ограниченном диапазоне рабочих частот.

Из рис. 1.1 и рис. 1.2 также следует, что классический ФМн-радиосигнал можно сформировать перемножением несущего напряжения $u_n(t)$, пропорционального функции $\sin \omega_0 t$, с последовательностью символов двоичной манипуляции $d_i(t)$. Поэтому он является частным случаем радиосигнала с балансной модуляцией (БМ), и его деманипуляция может быть осуществлена известным способом синхронного детектирования. В таком случае в радиоприемнике формируют гармоническое колебание $\sin \omega_0 t$, перемножают его с принимаемым радиосигналом и результат направляют на фильтр нижних частот (ФНЧ). На выходе ФНЧ образуется напряжение, пропорциональное последовательности символов $d_i(t)$ принимаемого ФМн-радиосигнала, которое далее легко преобразуется в переданный двоичный код $F(t)$.

При наличии сильных входных помех ФНЧ заменяют интегратором со сбросом, обрабатывающим напряжение в пределах длительности каждого разряда принятого радиосигнала, определяют знак выходного напряжения интегратора в конце каждого разряда и при знаке плюс выносят реше-

ние о принятии символа $d_1 = 1$, то есть о передаче двоичного символа “1”, а при знаке минус — о принятии символа $d_0 = -1$, то есть о передаче двоичного символа “0”.

Вместе с тем формирование в приемнике колебания, точно совпадающего по частоте и начальной фазе с колебанием $\sin \omega_0 t$, является непростой задачей. Часто ее решают с помощью системы фазовой автоподстройки частоты (системы ФАПЧ), генератор которой настраивают на требуемую частоту и фазу на основе выделения и измерения параметров несущего колебания принимаемого радиосигнала. Однако при равном числе единичных и нулевых символов в передаваемой кодовой послылке спектр классического ФМн-радиосигнала не содержит колебания несущей частоты. Это делает невозможной работу обычной системы ФАПЧ. При использовании специализированных систем ФАПЧ (с квадратором или системы Костаса) может возникать ошибка в начальной фазе величиной в π . Подобная ошибка приводит к так называемой обратной работе синхронного детектора, когда переданные единицы двоичного кода принимаются за нули и наоборот. Для устранения возможности появления названных ошибок классический ФМн-радиосигнал заменяют на радиосигнал с относительной фазовой манипуляцией.

1.1.2. Относительная фазовая манипуляция

При относительной (или разностной) фазовой манипуляции ОФМн (*Differential Phase Shift Keying* или *DPSK*) разрыв начальной фазы на π на границах разрядов формируемого манипулированного радиосигнала производят только в тех случаях, когда в передаваемом двоичном коде ожидается появление символа “0” (или “1”). Поэтому при деманипуляции радиосигнала с ОФМн необходима только констатация факта наличия или отсутствия разрывов начальной фазы на границах разрядов независимо от абсолютного значения начальной фазы колебаний в данном радиосигнале.

Это позволяет вместо выходного напряжения системы ФАПЧ подавать на второй вход синхронного детектора входной радиосигнал, задержанный во времени на длительность его одного разряда.

Понятно, что при равных амплитудах классический ФМн-радиосигнал и радиосигнал с ОФМн имеют одинаковую мощность, евклидово расстояние и несут равную информацию. Однако степень помехозащищенности радиосигнала с ОФМн оказывается более низкой из-за присутствия входной помехи и на втором входе синхронного детектора.

Существенный вклад в исследование и разработку радиосигналов с ОФМн внесли Н. Т. Петрович и выпускник ФРТК МФТИ М. Размахнин.

1.1.3. Многопозиционная фазовая манипуляция

В системах с малыми уровнями помех для увеличения числа частотных каналов применяют манипулированные радиосигналы с уменьшенной рабочей полосой спектра.

Одним из видов таких сигналов являются радиосигналы с многопозиционной фазовой манипуляцией ФМн-М (*Multiple PSK* или *MPSK*), где $M = 2^m$, m – целое положительное число, большее единицы. Радиосигнал с ФМн-М имеет постоянную амплитуду и несущую частоту, а его разряды имеют длительность $m\Delta T$ и отображают одну из M комбинаций единиц и нулей в группе из m соседних разрядов передаваемого двоичного кода, то есть имеют единственное значение начальной фазы колебания в указанном отрезке времени.

На рис. 1.4а и б приведены звездные диаграммы для радиосигналов с ФМн-4 и ФМн-8 соответственно. Аналитическая запись для каждого из их разрядов очевидна. Например, разряд радиосигнала с ФМн-4, соответствующий двухразрядной комбинации 11 передаваемого двоичного кода, описывается функциями

$$y(t) = A_m \cos(\omega_0 t - \varphi_{11}) = A_m \cos(\omega_0 t - \pi/4) = \\ = A_m \sin(\omega_0 t + \pi/4).$$

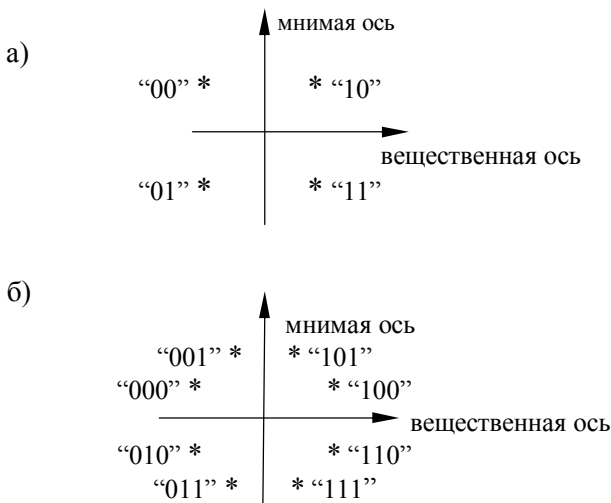


Рис. 1.4. Звездные диаграммы радиосигналов
с ФМн-4 (а) и ФМн-8 (б)

Концы векторов, соответствующих этим разрядам, расположены на окружности с радиусом A_m , поэтому все изображенные радиосигналы имеют одинаковую с классическим ФМн-радиосигналом мощность, но рабочая полоса их частотного спектра уменьшается, по крайней мере, в m раз вследствие увеличения длительности его разрядов.

Вместе с тем с ростом величины M уменьшается величина минимального евклидова расстояния между векторами соседних разрядов, а следовательно, уменьшается и помехозащищенность ФМн-М-радиосигналов, что является платой за узость их спектра.

Радиосигналы с ФМн-М обычно формируют и деманипулируют с помощью квадратурных МНУ и ДМНУ. Принцип

построения и работы этих устройств основан на возможности следующего обобщенного представления любого радиосигнала с полосовой модуляцией или манипуляцией:

$$\begin{aligned} y(t) &= A_m(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = \\ &= [A_m(t) \cos \varphi(t)] \cos \omega_0 t - [A_m(t) \sin \varphi(t)] \sin \omega_0 t = \\ &= J_m(t) \cos \omega_0 t + Q_m(t) \sin \omega_0 t. \end{aligned} \quad (1.3)$$

В выражении (1.3) функции $A_m(t)$, $\varphi(t)$, $J_m(t)$, $Q_m(t)$ обычно являются медленно изменяющимися во времени по сравнению с функциями $\cos \omega_0 t$ и $\sin \omega_0 t$. В таких случаях сигнал $y(t)$ может быть сформирован суммированием двух БМ радиосигналов с квадратурными несущими колебаниями либо разложен на два такие БМ сигнала. На рис. 1.5а и б показаны структурные схемы названных устройств.

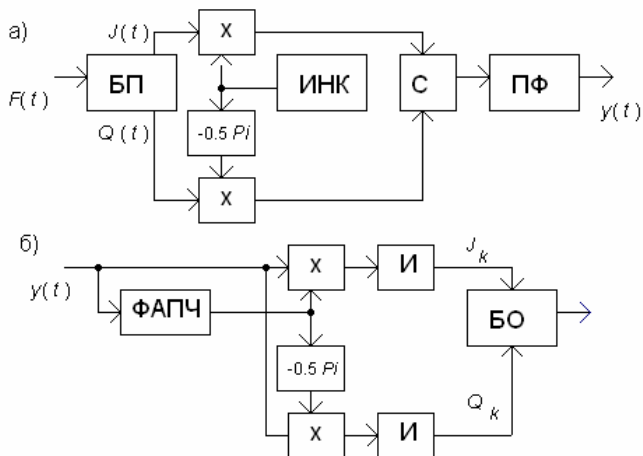


Рис. 1.5. Структурные схемы квадратурного манипулирующего устройства (а) и квадратурного деманипулирующего устройства (б)

В блоке БП манипулирующего устройства напряжение $F(t)$ (или последовательность символов манипуляции) преоб-

разуется в напряжения $J_m(t)$ и $Q_m(t)$. Эти напряжения далее перемножаются с нормированными гармоническими напряжениями $\cos \omega_0 t$ и $\sin \omega_0 t$. Напряжение $\cos \omega_0 t$ генерируется источником несущего колебания ИНК, а второе напряжение получается из первого сдвигом его начальной фазы на минус $\pi/2$. Результаты перемножения суммируются в сумматоре (С) и фильтруются полосовым фильтром ПФ с центральной угловой частотой АЧХ, равной ω_0 .

В деманипулирующем устройстве напряжение принятого манипулированного радиосигнала перемножается с выходным гармоническим напряжением $\cos \omega_0 t$ системы ФАПЧ приемника и сдвинутым по фазе на минус $\pi/2$ напряжением $\sin \omega_0 t$ (или наоборот). Интеграторы со сбросом интегрируют выходные напряжения перемножителей на длительности $m\Delta T$ каждого разряда принимаемого сигнала и образуют последовательности J_i и Q_i значений результатов интегрирования. Блок обработки БО вычисляет величину начальной фазы входных колебаний в каждом разряде с использованием выражения

$$\varphi_i = \arctg\left(\frac{Q_i}{J_i}\right) + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign}(J_i)] \quad (1.4)$$

и образует на своем выходе комбинацию единиц и нулей, соответствующую вычисленному значению φ_i . Например, если при приеме радиосигнала с ФМн-4 в его j -м разряде получено значение $\varphi_i = \pi/4$, то будет выведена комбинация 10. Из рис. 1.4а видно, что если под воздействием шума конец вектора принятой смеси сигнала и шума выйдет из правого верхнего квадранта, то есть значение φ_i выйдет за пределы коридора $(0, \pi/2)$, то произойдет ошибка деманипуляции переданной комбинации двоичных символов в данном разряде.

Радиосигнал с ФМн-4 применяют, в частности, в американской системе мобильной телефонной связи с кодовым разделением каналов *CDMA*.

1.2. Частотная манипуляция

1.2.1. Произвольная двоичная частотная манипуляция

При простейшей двоичной частотной манипуляции ЧМн (*Frequency Shift Keying* или *FSK*) в манипулированном радиосигнале, имеющем постоянную амплитуду, символам “1” передаваемого двоичного кода соответствуют разряды той же длительности с частотой несущего колебания f_1 , а символам “0” соответствуют аналогичные разряды с частотой f_2 . Такой ЧМн-радиосигнал может быть сформирован коммутацией под воздействием напряжения $F(t)$ напряжений двух независимых генераторов гармонических колебаний частот f_1 и f_2 . Однако он находит ограниченное применение. Его недостатком является широкая полоса спектра, вызываемая наличием случайных разрывов начальной фазы на границах его разрядов при коммутации генераторов или большим неравенством используемых частот.

1.2.2. Частотная манипуляция с непрерывной фазой

Если сформировать ЧМн-радиосигнал, у которого при смене частоты несущего колебания отсутствуют разрывы начальной фазы, то мы получим частотно-манипулированный радиосигнал с непрерывной фазой (ЧМн-НФ-радиосигнал, МНФ-радиосигнал или радиосигнал с *CP-FSK* (*Continuous Phase Frequency Shift Keying*)).

В общем случае глубину частотной манипуляции ЧМн- и МНФ-радиосигнала оценивают индексом частотной манипуляции:

$$h_{\text{ч}} = \left[\int_0^{\Delta T} |\Delta\omega(t)| dt \right] / \pi ,$$

где $\Delta\omega(t)$ – так называемый частотный импульс (ЧИ), в общем случае отображающий закон изменения частоты на длительности одного разряда данного радиосигнала. При прямоугольном ЧИ и двоичной манипуляции индекс частотной манипуляции равен $h_{\text{ч}} = |\Delta\omega| \Delta T / \pi$.

Частным случаем такого МНФ-радиосигнала с $h_{\text{ч}} = 1/2$ является так называемый частотно-манипулируемый радиосигнал с непрерывной фазой и минимальным частотным сдвигом (МЧМ-радиосигнал, ММС-радиосигнал или радиосигнал с *MSK (Minimum Shift Keying)*). У этого радиосигнала частоты f_1 и f_2 настолько близки, что числа полупериодов несущих колебаний на длительности разрядов с разными частотами отличаются только на одну единицу, например, оказываются равными 1001 и 1000. Показано, что ММС-радиосигнал и классический ФМн-радиосигнал при равных амплитудах обладают одинаковыми мощностями, равными евклидовыми расстояниями (одинаковой помехозащищенностью), но ММС-радиосигнал имеет более узкую полосу частотного спектра и скорость затухания боковых лепестков спектра, равную – 40 дБ/декада.

Если у ММС-радиосигнала закон изменения частоты во времени совпадает с видом последовательности символов манипуляции $d_i(t)$, то такой радиосигнал называют прямым ММС-радиосигналом. Однако устройство его формирования оказывается достаточно сложным. При формировании ММС-радиосигнала с помощью квадратурного МнУ мы получаем так называемый квадратурный ММС-радиосигнал. У этого сигнала последовательность частот f_1 и f_2 не совпадает с последовательностью единиц и нулей в манипулирующем его двоичном коде. Однако при деманипуляции квадратурного ММС-радиосигнала в квадратурном ДМнУ выходная по-

последовательность единиц и нулей восстанавливается правильно. При формировании квадратурного ММС-радиосигнала двоичный код преобразуется в последовательность символов манипуляции. Эта последовательность разделяется на две последовательности: нечетных и четных символов. Каждая из таких последовательностей преобразуется в последовательность синусоидальных полувольт длительностью $2\Delta T$, имеющих знаки соответствующих символов $d_i(t)$. Одна из этих последовательностей умножается на колебание $\cos \omega_0 t$, а другая — на колебание $\sin \omega_0 t$ и результаты перемножения складываются.

1.2.3. Многопозиционная частотная манипуляция

Если передаваемый двоичный код разбить на группы из m соседних символов и каждой из $M = 2^m$ комбинаций этих символов в манипулированном радиосигнале, имеющем постоянную амплитуду, поставить в соответствие разряд длительностью $m\Delta T$ со своей постоянной частотой несущего колебания f_i , то мы осуществим многопозиционную частотную манипуляцию ЧМн-М (*Multiple FSK* или *MFSK*) (аналог многопозиционной фазовой манипуляции).

Для повышения вероятности правильного различения передаваемых комбинаций единиц и нулей при деманипуляции ЧМн-М-радиосигнала значения частот f_i следует выбирать так, чтобы все разряды названного сигнала были взаимно-ортогональными (то есть выполнялось равенство):

$$\int_0^{m\Delta T} y_i(t)y_j(t)dt = 0 \text{ при } i \neq j.$$

При выполнении этого условия данный вид манипуляции называют ортогональной многопозиционной частотной манипуляцией (ортогональной ЧМн-М, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing Modulation* или *OFDM*).

Для сужения частотного спектра радиосигнала с *OFDM* целесообразно минимизировать величины разностей между частотами f_i и добиться непрерывности начальной фазы на границах разрядов с разными частотами несущих колебаний.

Доказано, что при случайных значениях сдвига начальных фаз в соседних разрядах, минимальная разность между частотами радиосигнала с *OFDM* оказывается равной $1/(m\Delta T)$ (случай некогерентной *OFDM*). При этом минимальная разность чисел периодов колебаний на длительности разрядов с разными частотами равняется единице. При дополнительном согласовании величин начальной фазы в каждом разряде минимальная разность частот f_i может быть уменьшена до значения $1/(2m\Delta T)$, а единице оказывается равной минимальная разность чисел полупериодов колебаний на длительности разрядов с разными частотами (случай когерентной *OFDM*).

1.3. Комбинированная манипуляция и модуляция

1.3.1. Двоичная манипуляция и модуляция

Если в передаваемом радиосигнале изменениям подвергаются несколько параметров (амплитуда, начальная фаза, частота) либо один параметр одновременно манипулируется и модулируется, то мы имеем дело с одним из видов комбинированной манипуляции и модуляции. Примером является балансная модуляция (БМ) несущего колебания знакопеременным напряжением.

В случае $F(t) = U_m \cos \Omega t$ БМ-радиосигнал описывается выражением $y(t) = kF(t)u_n(t) = A_m \cos \Omega t \cos \omega_0 t$, где коэффициент передачи k имеет размерность проводимости. В данном БМ-радиосигнале наряду с плавным изменением амплитуды по закону $\text{Abs}(A_m \cos \Omega t)$ (то есть наряду с амплитудной модуляцией) при изменении знака функции $F(t)$

происходят скачки начальной фазы на π (то есть дополнительно осуществляется двоичная фазовая манипуляция). Можно видеть, что обобщенное выражение (1.3) учитывает и такой вид радиосигнала.

Для случая передачи двоичных кодовых посылок известны варианты комбинирования манипуляции и модуляции. Если у классического ФМн-радиосигнала изменять амплитуду колебаний в каждом его разряде, например, по закону $A(t) = A_m \sin(\pi t / \Delta T)$, то мы получаем радиосигнал с комбинированной фазовой манипуляцией и амплитудной модуляцией (ФМн-АМ-радиосигнал). У этого радиосигнала на границах разрядов амплитуда колебаний обращается в нуль, что нейтрализует влияние скачков начальной фазы и приводит к сужению рабочей полосы частотного спектра. Выбором закона изменения амплитуды можно и существенно увеличить скорость убывания боковых лепестков частотного спектра данного сигнала.

Если у классического ФМн-радиосигнала при постоянстве его амплитуды в каждом разряде прямоугольный фазовый импульс скруглить так, чтобы на границах разрядов исчезли скачки фазы, то мы получим радиосигнал с комбинированной фазовой манипуляцией и фазовой модуляцией (ФМн-ФМ-радиосигнал). Он также будет обладать более узким частотным спектром.

Если у ММС-радиосигнала заменить прямоугольный частотный импульс (ЧИ) скругленным ЧИ, то достигается дополнительный выигрыш в полосе его частотного спектра. Так, известен гауссов ММС-радиосигнал (ГМЧМ-радиосигнал или радиосигнал с *GMSK*), у которого ЧИ имеет форму, близкую гауссовой кривой, и который используется, в частности, в системе мобильной телефонной связи *GSM*,

1.3.2. Квадратурная амплитудная манипуляция

В последнее время радиосигналам с ФМн-М при $M > 2$ существенную конкуренцию составили радиосигналы с так называемой квадратурной амплитудной манипуляцией КАМн, в иностранной литературе более часто называемые радиосигналами с квадратурной амплитудной модуляцией (*Quadrature Amplitude Modulation QAM*). Такие радиосигналы обычно являются многопозиционно-манипулированными радиосигналами.

У радиосигнала с многопозиционной квадратурной амплитудной манипуляцией (КАМн-М, *QAM-M* или *MQAM*) каждый разряд имеет длительность $m\Delta T$, свою амплитуду $A_{m,i}$, свою начальную фазу φ_i и соответствует комбинации из m единиц и нулей соответствующей группы соседних разрядов передаваемого двоичного кода (аналогично разрядам радиосигнала с ФМн-М). Таким образом, в радиосигнале с КАМн-М одновременно совмещены амплитудная и фазовая манипуляции. Ввиду этого в литературе встречаются также и другие названия данного вида модуляции такого сигнала, в частности, амплитудно-фазовая манипуляция (*Amplitude Phase Keying APK*) или квадратурная (двухмерная) амплитудная манипуляция (*Quadrature Amplitude Shift Keying QASK*).

При этом заметим, что, строго говоря, радиосигнал с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) является суммой двух амплитудно-модулированных радиосигналов, у которых несущие частоты их разрядов имеют равную частоту, а начальные фазы отличаются на девяносто градусов. Обычно такой радиосигнал используется для передачи двух независимых непрерывных модулирующих видеосигналов $F_1(t)$ и $F_2(t)$.

Звездные диаграммы радиосигналов с КАМн-8 и с КАМн-16 показаны соответственно на рис. 1.6 и на рис. 1.7.

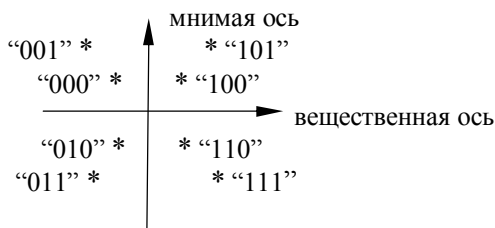


Рис. 1.6. Звездная диаграмма радиосигнала КАМн-8

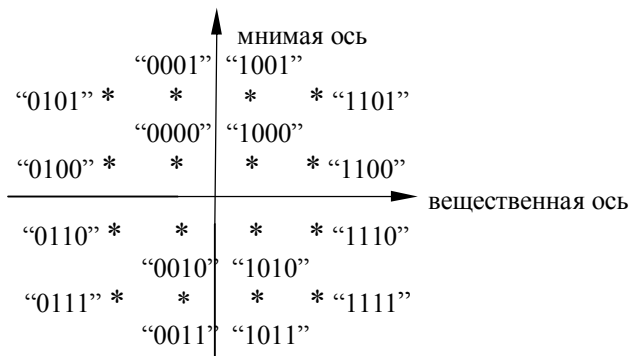


Рис. 1.7. Звездная диаграмма радиосигнала КАМн-16

Эти диаграммы показывают, что радиосигналы с КАМн-М более плотно заполняют площадь фазовой плоскости внутри круга с радиусом, равным максимальной амплитуде данного сигнала. Поэтому они имеют большее минимальное евклидово расстояние по сравнению с сигналами с ФМн-М при равных величинах M и применяются даже при очень больших значениях M (сотни и тысячи).

Кроме того, радиосигналы с КАМн-М также возможно формировать и обрабатывать с использованием квадратурных МнУ и ДМнУ.

Нетрудно видеть, что и сигналы с КАМн-М описываются обобщенным выражением (1.3).

1.4. Понятие о решетчатом кодировании

Выше были описаны радиосигналы, манипулированные двоичными кодами, в которых символы “1” и “0” независимы друг от друга и процесс манипуляции не связан с процессом первичного кодирования передаваемых сообщений.

Вместе с тем для повышения помехозащищенности и криптозащиты передаваемой информации применяют вторичное кодирование передаваемых радиотехнических сигналов. В таких случаях в посылки из двоичных информационных символов вводят двоичные символы корректирующих и криптозащитных кодов. При этом могут возникать группы взаимозависимых двоичных символов, требующих разной помехозащищенности (то есть неравных евклидовых расстояний).

Исследования показали, что для сочетания максимальной узости частотного спектра и максимальной помехозащищенности манипулированного радиосигнала операцию многопозиционной манипуляции и операцию вторичного кодирования целесообразно совмещать. При этом группам символов с меньшей помехоустойчивостью следует ставить в соответствие разряды с большим евклидовым расстоянием и наоборот.

Такие комплексные виды формирования радиосигналов получили в литературе название решетчатого кодирования или *TCM (Trellis Coded Modulation)*. Сформулирован ряд правил названного формирования, например, так называемые правила Унгербоэка. Однако детальное изучение подобных радиосигналов выходит за пределы данной лабораторной работы.

2. Задание

Изучить характеристики следующих манипулированных радиосигналов, а также устройств их формирования и обработки.

Названные сигналы занимают отрезок времени (0, 8) при длине развертки 25 и интервале дискретизации (*Maximum Time Step*), равном 0.001. АС занимает диапазон частот (0, 10).

Запустить программу *MC* в режиме *Transient*, вывести и изучить все осциллограммы для случая двоичного кода 11100001.

Измерить и записать величину рабочей полосы АС (критерий оценки ширины полосы спектра согласовать с преподавателем). Обратить внимание на малую скорость убывания внеполосных лепестков АС данного сигнала.

Затем повторить наблюдения и измерения для кодов 10101010 и 11111000. Для этого установить соответствующие им значения множителей 1 и -1 перед первыми скобками выражений, задающих ЭДС генераторов сигналов *E1*–*E8*.

2.1.2. Вывести на экран ЭВМ файл *Lab10_PSK_2d.cir*. Убедиться, что параметры элементов блоков схемы, выведенной на экран, соответствуют схем на рис. 2.1.2 описания.

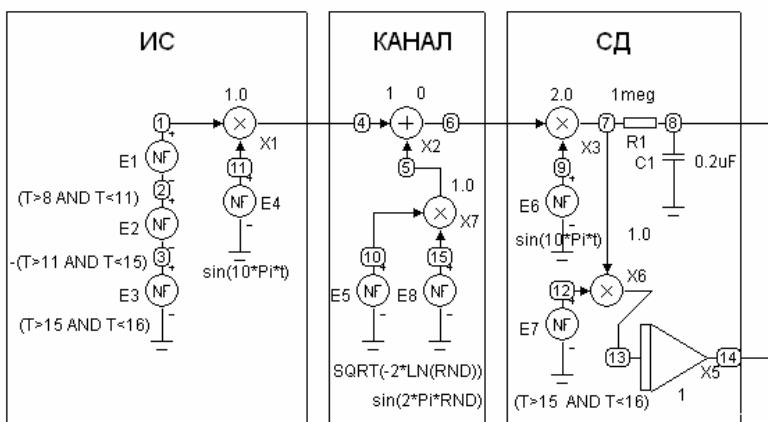


Рис. 2.1.2. Схема для исследования устройства обработки классического ФМн-радиосигнала

Блок ИС формирует классический ФМн-радиосигнал, соответствующий двоичному коду (байту) 11100001, и позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

- 1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$ (узел (1)),
- 2) классического ФМн-радиосигнала с частотой несущего колебания $f_0 = 5$ (узлы ((4) и (6)).

В блоке КАНАЛ ФМн-радиосигнал суммируется с широкополосным (белым) гауссовым шумом (БГШ), создаваемым генератором напряжения БГШ [2] (элементы схемы E5, E8, X7).

Блок СД осуществляет синхронное детектирование ФМн-радиосигнала с использованием местного генератора E6 и позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

- 3) выделенной последовательности символов манипуляции $d_i(t)$ (узел (8)),
- 4) результата интегрирования напряжения последнего разряда радиосигнала 2) (узел (14)).

Упомянутые сигналы занимают отрезок времени (8, 16) при длине развертки (4, 24) и интервале дискретизации (*Maximum Time Step*), равном 0.002.

Для изучения процесса обработки классического ФМн-радиосигнала при отсутствии шума в канале установить значения коэффициента взвешивания сумматора X2, равными 1 и 0 и запустить программу MC в режиме *Trasienti*.

Вывести и изучить выведенные осциллограммы.

Обратить внимание на частотные искажения сигнала (3) по сравнению с сигналом (1), вносимые фильтрующей RC-цепью детектора. Вычислить величину постоянной времени этой цепи и ее рабочую полосу пропускания.

По осциллограмме (4) убедиться, что по окончании обработки последнего разряда входного сигнала на выходе интегратора образовалось напряжение, равное значению символа "1" двоичного кода, переданного в этом разряде.

Затем установить в генераторе БГШ среднеквадратичное значение шума σ порядка (4 – 6), задаваемое коэффициентом передачи перемножителя напряжения $X7$, а коэффициенты взвешивания сумматора $X2$ установить равными 1 и 1.

Запустить программу MC в режиме *Trasient* и наблюдать результаты обработки исследуемого радиосигнала при наличии шума. Обратить внимание на характер искажений форы последовательности символов манипуляции, а также на вид и конечное значение напряжения осциллограммы (4).

Последовательно повышая уровень шума (параметр σ) и производя для каждого его значения серии запусков программы MC по (5 – 10) раз, найти и записать пороговые значения $\sigma_{\text{пороговое}}$, при которых наступают следующие явления:

- на осциллограмме (3) визуально уже невозможно правильно различить знаки символов манипуляции,
- на осциллограмме (4) появляются случаи отрицательного значения окончательного напряжения на выходе интегратора, что приводит к ошибочному принятию последнего двоичного символа за минус единицу вместо плюс единицы.

(Примечание: при больших значениях шума целесообразно расширять масштаб наблюдения соответствующих осциллограмм по вертикальной оси.)

При домашней подготовке к сдаче работы вывести формулу для вычисления евклидова расстояния для радиосигнала ФМн-2 при любом значении индекса фазовой манипуляции.

2.2. Радиосигнал с ОФМн

Вывести на экран дисплея файл *Lab10_DPSK.cir*.

Убедиться, что параметры элементов всех блоков схемы исследования, выведенной на экран, совпадают с параметрами схемы на рис. 2.2 настоящего описания.

Блок ИС формирует радиосигнал с ОФМн, соответствующий одному полубайту 0111 передаваемого двоичного кода, и позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

- 1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$ (узел (1)),
- 2) радиосигнала с ОФМн при частоте несущего колебания $f_0 = 5$ (узлы (6) и (7)).

В блоке К (канал) радиосигнал с ОФМн суммируется с широкополосным (белым) гауссовым шумом (БГШ), создаваемым генератором напряжения БГШ [2] (элементы схемы E6, E8, X7).

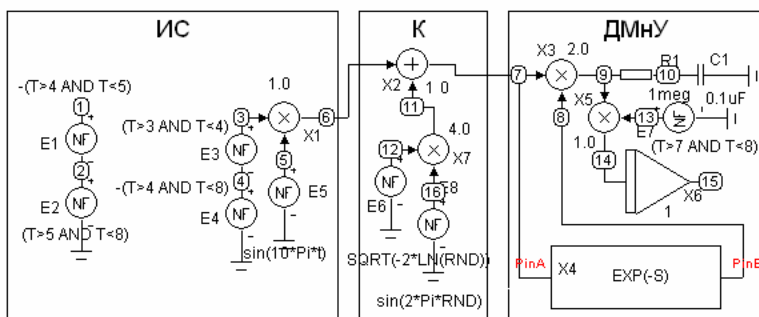


Рис. 2.2. Схема для исследования радиосигнала с ОФМн

Блок ДМНУ производит синхронное детектирование и обработку радиосигнала с ОФМн при условии, когда вместо выходного напряжения местного гетеродина или системы ФАПЧ используется входное напряжение приемника, задержанное блоком X4 на длительность одного разряда (принцип так называемого автокорреляционного приема). Блок ДМНУ дает возможность наблюдения следующих осциллограмм:

- 3) задержанного входного сигнала 2) (узел (8)),
- 4) выделенной последовательности символов манипуляции (узел (10)),

5) результата интегрирования напряжения последнего разряда радиосигнала 2) (узел (15)).

Сигналы 1) и 4) занимают временной отрезок (4, 8), сигнал 2) занимает отрезок (3, 8), сигнал 3) занимает отрезок (4, 9) при временной развертке (0, 10) при шаге временного квантования (*Maximum Time Step*), равном 0.002.

2.2.1. Для изучения результатов обработки радиосигнала с ОФМн при отсутствии помех в канале установить значения коэффициента взвешивания сумматора $X2$ равными 1 и 0 и запустить программу *MC* в режиме *Trasient*.

Вывести и изучить все осциллограммы.

Обратить внимание на частотные искажения формы сигнала 4) по сравнению с сигналом 1), вносимые фильтрующей *RC*-цепью синхронного детектора. Вычислить величину постоянной времени этой цепи и ее рабочую частотную полосу пропускания.

По осциллограмме 5) убедиться, что по окончании обработки последнего разряда входного сигнала на выходе интегратора образовалось единичное напряжение, равное значению символа “1” двоичного кода, переданному этим разрядом.

2.2.2. Для изучения результатов обработки радиосигнала с ОФМн при наличии шума в канале установить в генераторе БГШ среднеквадратичное значение шума σ порядка (1.5–2.5), задаваемое коэффициентом передачи перемножителя напряжения $X7$, а коэффициенты взвешивания сумматора $X2$ установить равными 1 и 1.

Запустить программу *MC* в режиме *Trasient* и наблюдать результаты обработки исследуемого радиосигнала при наличии шума. Обратить внимание на характер искажений формы символов манипуляции на осциллограмме 4) и на вид и конечное значение напряжения осциллограммы 5).

(Примечание: при больших значениях шума целесообразно расширять масштаб наблюдения осциллограмм по вертикальной оси.)

Последовательно увеличивая интенсивность шума (параметр σ) и производя для каждого значения серии запусков программы *МС* по (5 – 10) раз, найти и записать пороговые значения $\sigma = \sigma_{\text{пороговое}}$, при которых наступают следующие явления:

- на осциллограмме 4) визуально уже невозможно правильно различить знаки символов манипуляции,
- на осциллограмме 5) появляются случаи образования отрицательного окончательного напряжения на выходе интегратора, что приводит к ошибочному решению о приеме последнего двоичного символа “0” вместо символа “1”.

Сравнить соответствующие пары пороговых значений шума, полученные в п. 2.1.2 и п. 2.2.2. Объяснить результаты сравнения.

2.3. Радиосигнал с ФМн-4

Вывести на экран дисплея файл *Lab10_PSK_4.sig*.

Убедиться, что параметры элементов всех блоков схемы эксперимента, выведенной на экран, совпадают с параметрами схемы на рис. 2.3 настоящего описания.

Блок ИК1 формирует и позволяет наблюдать осциллограмму

1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$, соответствующей двоичному коду (байту) 11100001 (узел (1)).

Блок ИС1 формирует радиосигнал с ФМн-4, манипулированный кодом 1) и позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

2) радиосигнала с ФМн-4 при одном периоде несущего колебания на длительности одного разряда двоичного кода

для удобства наблюдения структуры изучаемого сигнала (узел (29)),

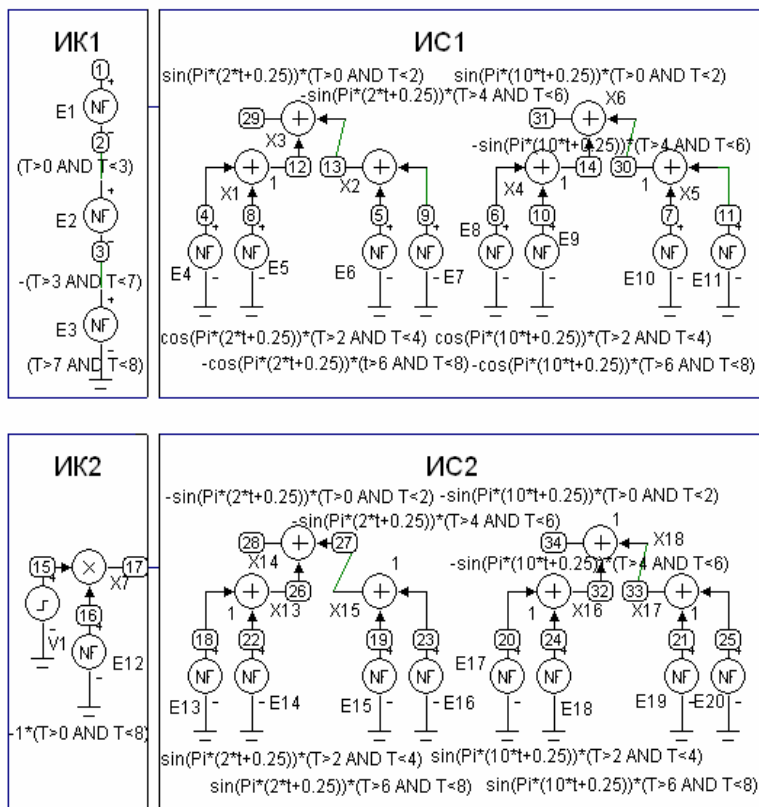


Рис. 2.3. Схема исследования радиосигнала с ФМн-4

3) амплитудного спектра (АС) радиосигнала с ФМн-4 с несущей частотой $f_0 = 5$.

Блоки ИК2 и ИС2 формируют аналогичные сигналы и позволяют наблюдать подобные осциллограммы 4), 5) и 6)

для радиосигнала с ФМн-4, манипулированного двоичным кодом (байтом) 00110011 (узлы (17) и (28)).

Названные сигналы занимают отрезок времени (0, 8) при полной длине развертки 25 и временном интервале дискретизации (*Maximum Time Step*), равном 0.001.

АС занимают диапазон частот (0, 10).

Запустить программу МС в режиме *Trasient*, вывести, изучить и сравнить между собой соответствующие пары осциллограмм.

Измерить и записать величины рабочих полос АС обоих сигналов (критерий оценки ширины полосы спектров согласовать с преподавателем).

Сравнить ширину частотных спектров радиосигналов с ФМн-4 и классического ФМн (п. 2.1.1) при одинаковых кодовых посылках.

Найти величину евклидова расстояния для радиосигнала с ФМн-4.

Предложить схему квадратурного МнУ для формирования радиосигнала ФМн-4.

2.4. Радиосигнал с ФМн-8

Вывести на экран дисплея файл *Lab10_PSK_8d.cir*.

Убедиться, что параметры элементов всех блоков схемы эксперимента, выведенной на экран, совпадают с параметрами схемы на рис. 2.4 настоящего описания.

Блок ИС формирует один разряд радиосигнала с ФМн-8, соответствующего посылке 100 из трех разрядов передаваемого двоичного кода, и дает возможность наблюдать следующие осциллограммы:

1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$ (узел (16)),

2) одного разряда радиосигнала с ФМн-8 при частоте несущего колебания $f_0 = 5$ (узлы (3) и (4)).

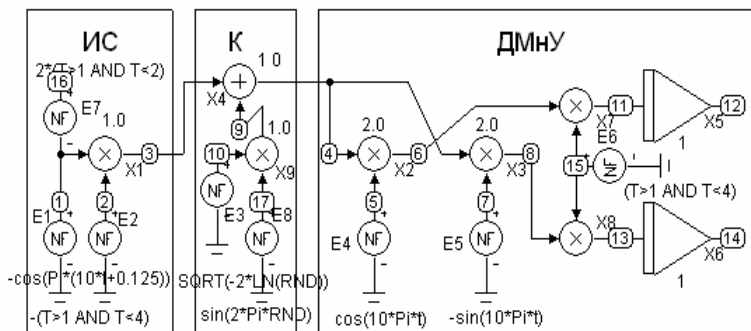


Рис. 2.4. Схема исследования радиосигнала с ФМн-8

В блоке К (канал) радиосигнал ФМн-8 суммируется с широкополосным (белым) гауссовым шумом (БГШ), создаваемым генератором напряжения БГШ [2] (элементы схемы $E3$, $E8$, $X9$).

Блок ДМнУ имитирует квадратурное деманипулирующее устройство радиосигнала с ФМн-8 (см. рис. 1.5а). На выходе его интегратора $X5$ формируется напряжение $J(t)$, а на выходе интегратора $X6$ – напряжение $Q(t)$. Данный блок совместно с программным обеспечением $МС$ позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

3) выходного напряжения перемножителя $X2$ канала формирования напряжения $J(t)$ (узел (6)),

4) выходного напряжения перемножителя $X3$ канала формирования напряжения $Q(t)$ (узел (8)),

5) значения начальной фазы радиоразряда радиосигнала 2) в градусах, вычисленное по формуле

$$\varphi = (180/\pi) \arctg(Q_e/J_e),$$

где Q_e и J_e – значения напряжений $Q(t)$ и $J(t)$ в конце обрабатываемого разряда (узлы (12) и (14)).

Перечисленные сигналы занимают временной отрезок (1, 4) при полной длине временной развертки 5 и шаге временного квантования (*Maximum Time Step*), равном 0.002.

2.4.1. Для изучения результатов обработки радиосигнала с ФМн-8 при отсутствии помех в канале установить значения коэффициента взвешивания сумматора X_4 равными 1 и 0 и запустить программу *MC* в режиме *Transient*.

Изучить все выведенные осциллограммы. Убедиться, что в отсутствие шума вычисленное значение начальной фазы колебаний в данном разряде равно 22.5 градусов.

2.4.2. Для изучения результатов обработки радиосигнала с ФМн-8 при наличии шума в канале установить в генераторе БГШ среднеквадратичное значение шума σ порядка (4–6), задаваемое коэффициентом передачи перемножителя напряжения X_9 , а коэффициенты взвешивания сумматора X_4 установить равными 1 и 1.

Запуская программу *MC* несколько (5–10) раз, измерить и записать случайные значения φ , изменяющиеся при воздействии шума. Последовательно увеличивая значения параметра σ , найти и записать пороговую величину этого параметра, при которой в результате серии из 10-ти повторных запусков программы *MC* значение φ хотя бы один раз выйдет из коридора (0, 45) градусов (линия φ исчезнет с экрана дисплея), что приводит к ошибке в различении принимаемой комбинации двоичных символов.

2.5. Радиосигнал с ФМн-16

2.5.1. Вывести на экран ЭВМ файл *Lab10_PSK_16.cir*.

Убедиться, что параметры элементов блоков схемы эксперимента, выведенной на экран, совпадают с параметрами схемы на рис. 2.5.1 настоящего описания.

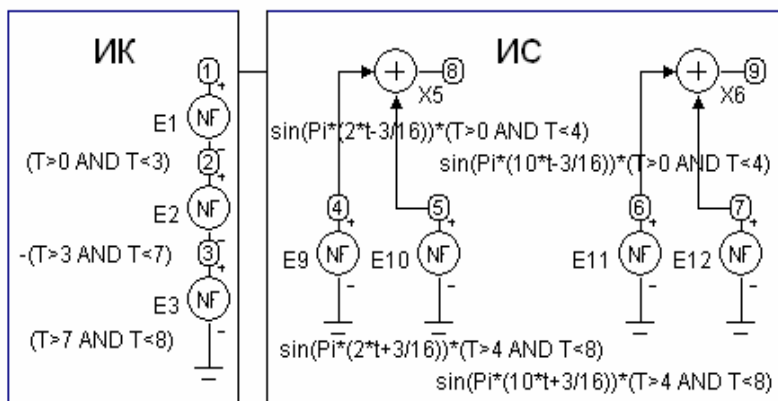


Рис. 2.5.1. Схема исследования свойств радиосигнала с ФМн-16

Блок ИК формирует и позволяет наблюдать осциллограмму

1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$, соответствующей передаваемому 8-разрядному двоичному коду (байту) 11100001 (узел (1)).

Блок ИС формирует радиосигнал с ФМн-16, манипулированный передаваемым 8-разрядным двоичным кодом (байтом) 11100001 и состоящий из двух разрядов (по четыре разряда двоичного кода), и позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

2) всего радиосигнала с ФМн-16 при одном периоде несущего колебания на длительности одного разряда двоичного кода для удобства наблюдения структуры изучаемого сигнала (узел (8)),

3) всего радиосигнала с ФМн-16 при частоте несущего колебания $f_0 = 5$, используемого для вычисления и наблюдения его частотного спектра (узел (9)),

4) амплитудного спектра (АС) радиосигнала 3).

Названные сигналы занимают отрезок времени (0, 8) при полной длине развертки 25 и временном интервале дискретизации (*Maximum Time Step*), равном 0.001. АС занимает диапазон частот (0, 10).

Запустить программу *MC* в режиме *Trasient*, вывести и изучить все осциллограммы.

Измерить и записать величину рабочей полосы АС радиосигнала ФМн-16 (критерий оценки ширины полосы согласовать с преподавателем). Сравнить измеренное значение с результатами аналогичных измерений в пп. 2.1 и 2.3 для аналогичной кодовой посылки.

При домашней подготовке к сдаче работы построить звездную диаграмму исследованного радиосигнала с ФМн-16, у которого комбинации символов, начиная с комбинации 0000 и кончая комбинацией 1111 с возрастанием их численного значения на единицу, имеют аналитическую запись:

$$y(t) = A_m \sin[\omega_0 t + (\pi/16) + (k\pi/8)], \text{ где } k = 0, 1, \dots, 15.$$

2.5.2. Вывести на экран ЭВМ файл *Lab10_PSK_16d.cir*.

Убедиться, что параметры элементов всех блоков схемы исследования, выведенной на экран, совпадают с параметрами схемы на рис. 2.5.2 настоящего описания.

Блок ИС формирует один разряд радиосигнала с ФМН-16, соответствующий 4-разрядной комбинации (полубайту) 0100 манипулирующего двоичного кода (см. векторную диаграмму данного сигнала на рис. 1.5б) и позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$ (узел (16)),

2) одного разряда радиосигнала с ФМн-16 при частоте несущего колебания $f_0 = 5$ (узлы (3) и (4)).

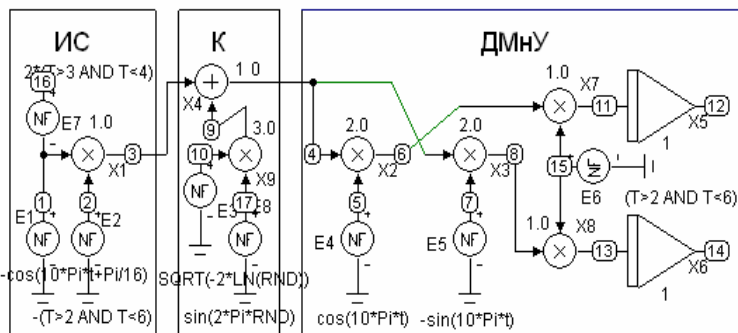


Рис. 2.5.2. Схема исследования устройства обработки радиосигнала с ФМн-16

В блоке К (канал) радиосигнал ФМн-16 суммируется с широкополосным (белым) гауссовым шумом (БГШ), создаваемым генератором напряжения БГШ [2] (элементы схемы $E3$, $E8$, $X9$).

Блок ДМУ имитирует квадратурное деманипулирующее устройство радиосигнала с ФМн-16 (см. рис. 1.5б). На выходе его интегратора $X5$ формируется напряжение $J(t)$, а на выходе интегратора $X6$ – напряжение $Q(t)$. Данный блок совместно с программным обеспечением МС позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

3) выходного напряжения перемножителя $X2$ канала формирования напряжения $J(t)$ (узел (6)),

4) выходного напряжения перемножителя $X3$ канала формирования напряжения $Q(t)$ (узел (8)),

5) значения начальной фазы разряда 2) в градусах, вычисленное по формуле

$$\varphi = (180/\pi) \arctg(Q_e/J_e),$$

где Q_e и J_e – значения напряжений $Q(t)$ и $J(t)$ в конце обрабатываемого разряда (узлы (12) и (14)).

Перечисленные сигналы занимают временной отрезок (1, 4) при длине временной развертки 5 и шаге временного квантования (*Maximum Time Step*), равном 0.002.

Для изучения результатов обработки радиоразряда радиосигнала с ФМн-16 при отсутствии помех сначала установить значения коэффициента взвешивания сумматора X_4 равными 1 и 0 и запустить программу *MC* в режиме *Trasient*.

Изучить все осциллограммы. Убедиться, что в отсутствие шума вычисленное значение начальной фазы колебаний в данном разряде равно 11.25 градусов.

Для изучения результатов обработки при наличии шума установить в генераторе БГШ (*E3*) значение σ порядка (3–6), а коэффициенты взвешивания сумматора X_4 установить равными 1 и 1. Запуская программу *MC* (5–10) раз, измерить и записать случайные значения φ , изменяющиеся при воздействии шума. Последовательно увеличивая значения параметра σ , найти и записать пороговую величину этого параметра, при которой в результате серии из 10-ти повторных запусков программы *MC* значение φ хотя бы один раз выйдет из коридора (0, 22.5) градусов (линия φ исчезнет с экрана дисплея), что приводит к ошибке в демодуляции принимаемой комбинации двоичных символов.

2.6. Квадратурный ММС-радиосигнал

Вывести на экран дисплея файл *Lab10_MSK.cir*.

Убедиться, что параметры элементов всех блоков схемы, выведенной на экран, совпадают с параметрами схемы на рис. 2.6 настоящего описания.

Блок ИК формирует и позволяет наблюдать осциллограмму

1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$, соответствующей передаваемому 8-разрядному двоичному коду (байту) 11100001 (узел (1)).

Блок ИС формирует квадратурный ММС-радиосигнал, манипулированный двоичным кодом (байтом) 11100001, и позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

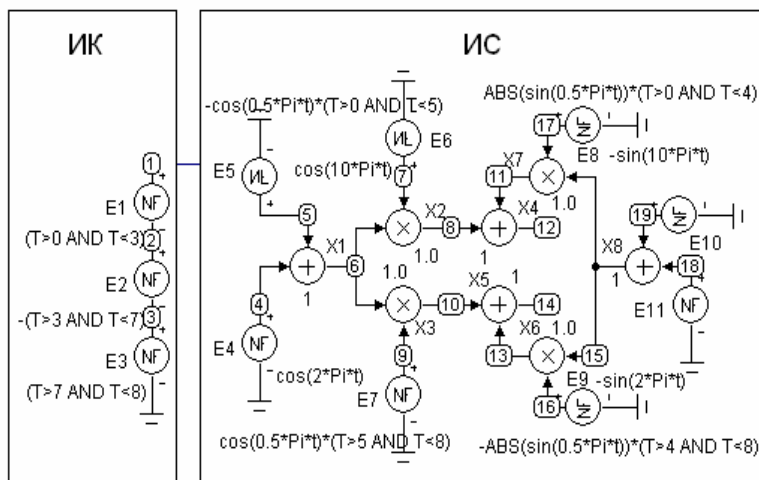


Рис. 2.6. Схема исследования квадратурного ММС-радиосигнала

2) ММС-радиосигнала с малым средним периодом несущего колебания для удобства наблюдения структуры изучаемого сигнала (узел (14)),

3) ММС-радиосигнала с повышенной средней частотой несущего колебания $f_0 = 5$ для создания и наблюдения его частотного спектра (узел (12)),

4) амплитудного спектра (АС) радиосигнала 3).

Все названные сигналы занимают отрезок времени (0, 8) при полной длине развертки 25 и временном интервале дискретизации (*Maximum Time Step*), равном 0.001. АС занимает диапазон частот (0, 10).

Запустить программу *MC* в режиме *Transient*, вывести и изучить осциллограммы 1), 2), 4).

Сопоставить законы следования символов “1” и “0” модулирующего двоичного кода и частот f_1 и f_2 в разрядах исследуемого ММС радиосигнала.

Измерить и записать величину рабочей полосы АС ММС-радиосигнала (критерий оценки ширины полосы согласовать с преподавателем) и сравнить измеренное значение с результатами подобных измерений в пп. 2.1, 2.2 и 2.5. Обратить внимание на асимметрию АС данного радиосигнала.

2.7. Радиосигнал с ортогональной ЧМн-4

Вывести на экран дисплея файл *Lab10_OFDM.cir*.

Убедиться, что параметры элементов всех блоков схемы, выведенной на экран, совпадают с параметрами схемы на рис. 2.7 настоящего описания.

Блок ИК формирует и позволяет наблюдать осциллограмму

1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$, соответствующей двоичному коду (байту) 11100001 (узел (1)).

Блок ИС1 формирует 4-позиционный ортогональный частотно-манипулированный радиосигнал для случая некогерентной *OFDM*, соответствующий двоичному коду (байту) 11100001, и позволяет наблюдать и исследовать следующие осциллограммы:

2) радиосигнала *OFDM* с малой средней частотой несущего колебания $f_0 = 1$ для удобства наблюдения структуры изучаемого сигнала (узел (10)),

3) амплитудного спектра (АС) радиосигнала 2) со средней частотой несущего колебания $f_0 = 5$ (узел (17)).

Блок ИС2 формирует 4-позиционный ортогональный частотно-манипулированный радиосигнал для случая когерентной *OFDM*, соответствующий тому же двоичному коду (байту) 11100001, и позволяет наблюдать и исследовать ос-

циллограммы 4) и 5), аналогичные осциллограммам 2) и 3) (узлы (21) и (31)).

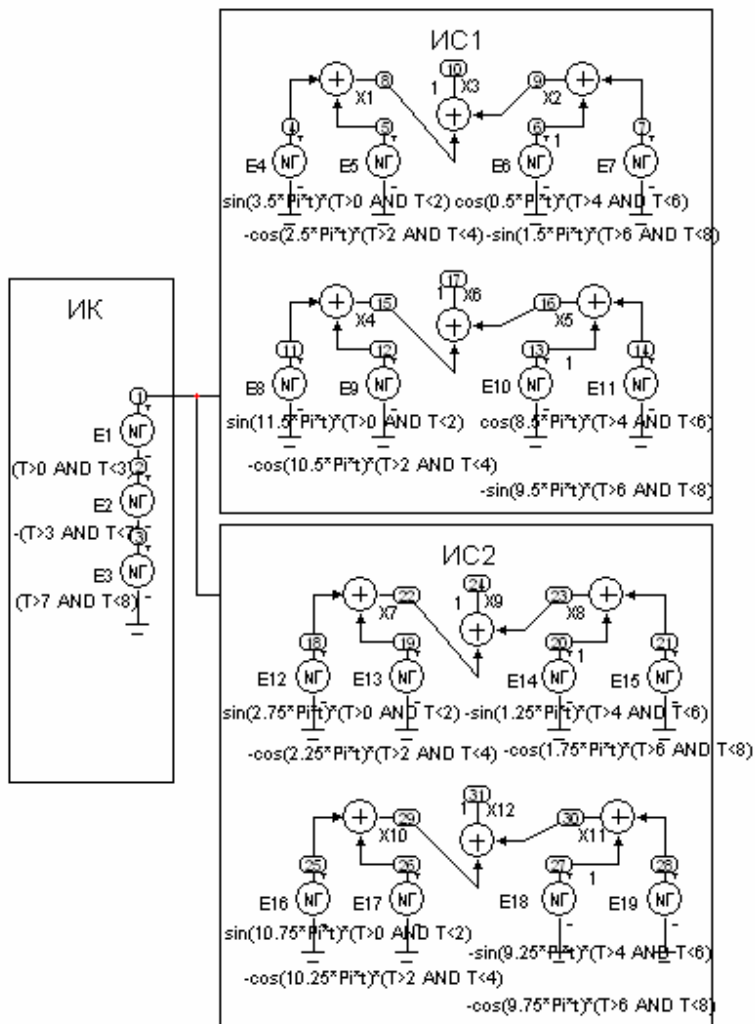


Рис. 2.7. Схема исследования радиосигнала с ортогональной ЧМн-4

Названные сигналы занимают отрезок времени (0, 8) при полной длине развертки 25 и временном интервале дискретизации (*Maximum Time Step*), равном 0.001. АС занимает диапазон частот (0, 10).

Запустить программу МС в режиме *Trasient*, вывести, изучить и сравнить между собой соответствующие осциллограммы.

Измерить и записать величины рабочих полос АС обоих сигналов (критерий оценки ширины полосы согласовать с преподавателем). Сравнить ширину частотных спектров изучаемых в данном пункте радиосигналов с шириной спектров всех радиосигналов, изученных ранее.

Доказать условия ортогональности изучаемых в данном пункте сигналов. Определить условия неразрывности фазы этих сигналов. Предложить способы их деманипуляции.

2.8. Радиосигнал с КАМн-8

Вывести на экран дисплея файл *Lab10_QAM-8d.cir*.

Убедиться, что параметры элементов всех блоков схемы, выведенной на экран, совпадают с параметрами схемы на рис. 2.8 настоящего описания.

Блок ИС формирует один разряд радиосигнала с КАМн-8, соответствующий комбинации 100 из трех разрядов передаваемого двоичного кода, и дает возможность наблюдать следующие осциллограммы:

1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$ (узел (16)),

2) одного разряда радиосигнала КАМн-8 с частотой несущего колебания $f_0 = 5$ (узлы (3) и (4)).

В блоке К (канал) радиосигнал КАМн-8 суммируется с широкополосным (белым) гауссовым шумом (БГШ), создаваемым генератором напряжения БГШ [2] (элементы схемы ЕЗ, Е8, Х9).

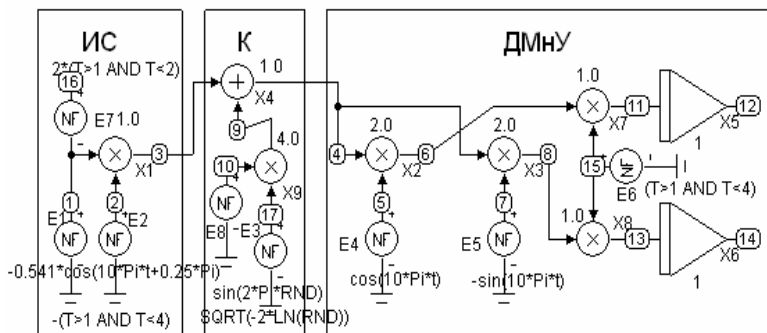


Рис. 2.8. Схема исследования радиосигнала с КАМ-8

Блок ДМУ имитирует квадратурное деманипулирующее устройство радиосигнала КАМн-8 (см. рис. 1.56). На выходе его интегратора X5 формируется напряжение $J(t)$, а на выходе интегратора X6 – напряжение $Q(t)$. Данный блок совместно с программным обеспечением МС позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

3) выходного напряжения перемножителя X2 канала формирования напряжения $J(t)$ (узел (6)),

4) выходного напряжения перемножителя X3 канала формирования напряжения $Q(t)$ (узел (8)),

5) значения начальной фазы выходного радиосигнала 2) в градусах, вычисленное по формуле

$$\varphi = (180/\pi) \arctg(Q_e / J_e),$$

где Q_e и J_e – значения напряжений $Q(t)$ и $J(t)$ в конце обрабатываемого разряда (узлы (12) и (14)),

6) значение амплитуды входного радиосигнала 2), вычисленное по формуле

$$A_m = \sqrt{J_e^2 + Q_e^2}.$$

Перечисленные сигналы занимают временной отрезок (1, 4) при полной длине временной развертки 5 и шаге временного квантования (*Maximum Time Step*), равном 0.002.

2.8.1. Для изучения результатов обработки радиосигнала с КАМн-8 при отсутствии помех в канале установить значения коэффициента взвешивания сумматора X_4 равными 1 и 0 и запустить программу MC в режиме *Transient*.

Изучить выведенные осциллограммы. Убедиться, что в отсутствие шума вычисленное значение начальной фазы колебаний в данном разряде равно 45 градусов, а амплитуда колебаний равна 0.54.

2.8.2. Для изучения результатов обработки радиосигнала с КАМн-8 в присутствии шума установить в перемножителе X_9 коэффициент его передачи (значение σ) порядка 3–6, а коэффициенты взвешивания сумматора X_4 установить равными 1 и 1.

Запуская программу MC 5–10 раз, измерить и записать случайные значения φ и A_m , изменяющиеся при воздействии шума.

Последовательно увеличивая значения параметра σ , найти и записать пороговую величину этого параметра, при которой в результате серии из 10-ти повторных запусков программы MC либо значение φ , либо значение A_m , либо оба эти значения хотя бы один раз выйдут из соответствующих коридоров 0, 45 градусов – линия φ исчезнет с экрана ЭВМ и 0, 0.92 – линия A_m исчезнет с экрана ЭВМ, что приводит к ошибке в демодуляции принимаемой комбинации двоичных символов.

Сравнить записанное значение с аналогичным значением, полученным в п. 2.4 для радиосигнала ФМн-8. Прокомментировать полученный результат сравнения.

Найти на звездной диаграмме радиосигнала КАМн-8 (рис. 1.6) положение точки, соответствующее комбинации двоичных символов 100.

Записать аналитическое выражения для этого разряда при условии, что радиосигнал КАМн-8 имеет среднюю мощ-

ность, равную мощности классического радиосигнала ФМн с единичной амплитудой.

2.9. Радиосигнал с КАМн-16

2.9.1. Вывести на экран дисплея файл *Lab10_QAM-16.sig*. Убедиться, что параметры элементов всех блоков схемы, выведенной на экран, совпадают с параметрами схемы на рис. 2.9.1 настоящего описания.

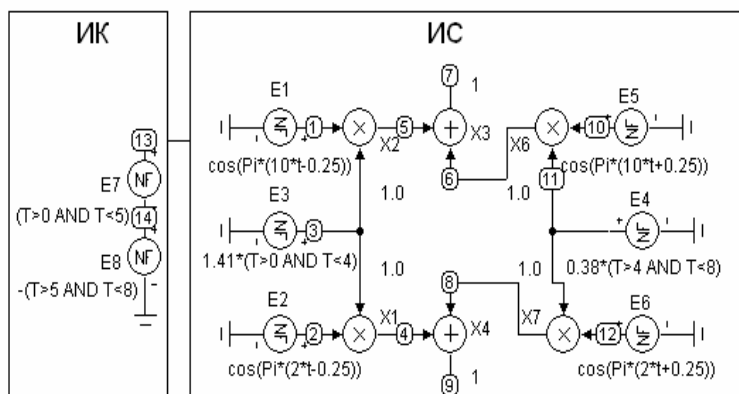


Рис. 2.9.1. Схема исследования свойств радиосигнала с КАМ-16

Блок ИК формирует и позволяет наблюдать осциллограмму

1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$, соответствующей двоичному коду (байту) 11111000 (узел (13)).

Блок ИС формирует радиосигнал КАМн-16, манипулированный двоичным кодом (байтом) 11111000, и позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

2) радиосигнала КАМн-16 с одним периодом несущего колебания на длительности одного разряда двоичного кода для удобства наблюдения структуры изучаемого сигнала (узел (9)),

3) амплитудного спектра (АС) радиосигнала с частотой несущего колебания $f_0 = 5$.

Названные сигналы занимают отрезок времени (0, 8) при полной длине развертки 25 и временном интервале дискретизации (*Maximum Time Step*) равном 0.001. АС занимает диапазон частот (0, 10).

Запустить программу МС в режиме *Trasient*, вывести и изучить все осциллограммы.

Измерить и записать величину рабочей полосы АС радиосигнала с КАМн-16 (критерий оценки ширины полосы согласовать с преподавателем).

Сравнить измеренное значение с результатами аналогичных измерений в пп. 2.1 и 2.7 для кода 11111000.

Найти на звездной диаграмме радиосигнала с КАМн-16 (рис. 1.7) положения точек, соответствующих комбинациям символов 1111 и 1000.

Записать аналитические выражения для этих разрядов при условии, что радиосигнал с КАМн-16 имеет среднюю мощность, равную мощности классического ФМн-радиосигнала с единичной амплитудой.

2.9.2. Вывести на экран дисплея файл *Lab10_QAM-16d.cir*.

Убедиться, что параметры элементов всех блоков схемы, выведенной на экран, совпадают с параметрами схемы на рис. 2.9.2 настоящего описания.

Блок ИС формирует один разряд радиосигнала с КАМн-16 длительностью в четыре разряда двоичного кода, соответствующий комбинации 1000 этого кода, и дает возможность наблюдать следующие осциллограммы:

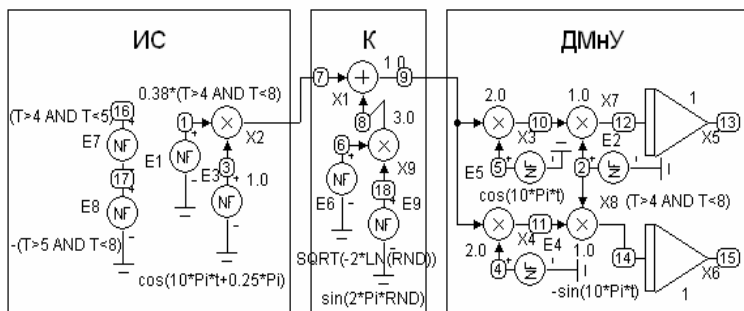


Рис. 2.9.2. Схема исследования обработки радиосигнала с КАМн-16

1) последовательности символов манипуляции $d_i(t)$ (узел (16)),

2) одного разряда радиосигнала с КАМн-16 при частоте несущего колебания $f_0 = 5$ (узлы (7) и (9)).

В блоке К (канал) радиосигнал суммируется с широкополосным (белым) гауссовым шумом (БГШ), создаваемым генератором напряжения БГШ [2] (элементы $E6, E9, X9$).

Блок ДМНУ имитирует квадратурное деманипулирующее устройство радиосигнала с КАМн-16 (см. рис. 1.56). На выходе его интегратора $X5$ формируется напряжение $J(t)$, а на выходе интегратора $X6$ – напряжение $Q(t)$.

Данный блок совместно с программным обеспечением МС позволяет наблюдать следующие осциллограммы:

3) выходного напряжения перемножителя $X3$ канала формирования напряжения $J(t)$ (узел (10)),

4) выходного напряжения перемножителя $X4$ канала формирования напряжения $Q(t)$ (узел (11)),

5) значения начальной фазы выходного радиосигнала 2) в градусах, вычисленное по формуле

$$\varphi = (180/\pi) \arctg(Q_e/J_e),$$

где Q_e и J_e – значения напряжений $Q(t)$ и $J(t)$ в конце обрабатываемого разряда,

б) значение амплитуды входного радиосигнала 2), вычисленное по формуле

$$A_m = \sqrt{J_e^2 + Q_e^2}.$$

Перечисленные сигналы занимают временной отрезок (1, 4) при полной длине временной развертки 5 и шаге временного квантования (*Maximum Time Step*) равном 0.002.

Сначала для изучения результатов обработки классического радиосигнала с КАМн-16 при отсутствии помех в канале установить значения коэффициента взвешивания сумматора X4 равными 1 0 и запустить программу МС в режиме *Trasient* его передачи.

Изучить все выведенные осциллограммы.

Убедиться, что в отсутствие шума вычисленное значение начальной фазы колебаний в данном разряде равно 45 градусов, а амплитуда колебаний равна 0.38.

Затем для изучения результатов обработки радиосигнала с КАМн-16 при наличии шума в канале установить в генераторе БГШ значение коэффициента передачи перемножителя X9 (величину σ) порядка 3–5, а коэффициенты взвешивания сумматора X1 установить равными 1 и 1.

Запуская программу МС 5–6 раз, измерить и записать случайные значения φ и A_m изменяющиеся при воздействии шума.

Последовательно увеличивая значения параметра σ , найти и записать пороговую величину этого параметра, при которой в результате серии из 10-ти повторных запусков программы МС значение φ , либо значение A_m , либо оба эти значения хотя бы один раз выйдут из соответствующих коридоров 0, 45 градусов – линия φ исчезнет с экрана ЭВМ и 0, 0.92 – линия A_m исчезнет с экрана дисплея, что вызывает ошибку в демодуляции принимаемой комбинации двоичных символов.

Сопоставить это пороговое значение с полученным в п. 2.5.2 для радиосигнала с ФМн-16. Прокомментировать результат сравнения.

При домашней подготовке к сдаче зачета необходимо найти ответ на вопрос: зависит ли форма и ширина амплитудного спектра (АС) всех изученных радиосигналов от вида передаваемой кодовой посылки. Необходимо также сопоставить форму и ширину АС и минимальные и максимальные евклидовы расстояния этих радиосигналов. Сопоставление провести при условии равенства:

а) средней мощности,

б) пиковой мощности

сравниваемых радиосигналов.

Следует потренироваться и в рисовании осциллограмм всех изученных манипулированных радиосигналов при произвольных вариантах 8-разрядного манипулирующего двоичного кода, а также в составлении схем формирования и обработки радиосигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Баскаков С.И.* Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2007.
2. *Васин В.А., Власов И.Б., Егоров Ю.М.* и др. Информационные технологии в радиотехнических системах / Под ред. И.Б. Федорова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003.
3. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. Учебник для вузов. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2007.
4. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. / Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2008.
5. *Стеценко О.А.* Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2007.
6. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника: в 2 т / Пер. с нем. – Т.2. – М.: Додэка-XXI, 2008.
7. *Томаси У.* Электронные системы связи. Пер. с англ. – М.: Техносфера, 2007.

