

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИИ  
МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ  
(Государственный технический университет)

## **ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА**

“Методы модуляции и спектральные характеристики сигналов в многоканальных радиосистемах передачи информации“  
(Сокращенное название “Сигналы“)

Авторы: Баранников Л.Н.  
Саркисов Д.Б.

Утверждено на заседании каф.402  
5 июля 2005г.

Москва 2005г.

## **Введение**

Лабораторная работа посвящена изучению характеристик и спектральных свойств модулированных высокочастотных колебаний, используемых в многоканальных аналоговых и цифровых радиосистемах передачи информации (РСПИ) различного назначения.

В работе представлены методы модуляции (манипуляции) как несущих, так и поднесущих периодических колебаний, а также двойные и тройные методы модуляции радиосигналов, используемые в современных РСПИ.

В первой части лабораторной работы изучаются методы и параметры модуляции по амплитуде (АМ), частоте (ЧМ) или фазе (ФМ) гармонического несущего или поднесущего колебаний и их спектры.

Во второй части исследуются аналоговые сигналы с двумя степенями модуляции и их спектры. Эти сигналы используются в многоканальных аналоговых РСПИ с частотным уплотнением и разделением каналов.

В третьей части лабораторной работы исследуются цифровые сигналы с кодовой импульсной модуляцией (КИМ) и последующей амплитудной (АМн), частотной (ЧМн) или фазовой (ФМн) манипуляцией несущей, то есть сигналы КИМ - АМн, КИМ - ЧМн и КИМ - ФМн, а также изучаются их спектры. Эти сигналы широко используются в современных многоканальных цифровых РСПИ с временным уплотнением и разделением каналов.

В четвертой, заключительной части лабораторной работы изучаются тройные методы манипуляции КИМ-ЧМн-АМ, КИМ-ЧМн-ФМ и спектры таких сигналов. Эти сигналы используются в совмещенных системах передачи информации и траекторных измерений для обеспечения управления полетом космических аппаратов различного назначения.

Моделирующий стенд на основе персонального компьютера и специально подготовленного программного обеспечения позволяет в широких пределах изменять виды и параметры указанных сигналов, виды и параметры модуляции. Предусмотрено одновременное наблюдение в двух окнах монитора временных эпюр и спектра модулированных сигналов, а также детальный просмотр и измерение (режим “лупа“) значений амплитуд, частот, временных интервалов изучаемых сигналов.

Лабораторный практикум может быть полезен для студентов, как радиотехнических специальностей, так и для технических специальностей, в учебных планах которых предусмотрены дисциплины по изучению основ промышленной и бытовой радиоэлектроники, радиооборудования, сетей связи и коммуникации, телевизионных и радиовещательных систем.

## **Первичные сообщения и сигналы.**

В современных информационных системах (ИС) первичные информационные сообщения от нескольких источников, как правило, преобразуются в первичные электрические сигналы, которые затем могут храниться в памяти и (или) передаваться (рассылаться) на расстояния определенным пользователям по

определенным алгоритмам. Таким образом, основу ИС составляют системы передачи информации, как во времени, так и в пространстве.

Первичный электрический сигнал отличается от первичного сообщения тем, что сигнал всегда развернут и ограничен по времени, а сообщение - нет. Например, первичный текст, написанный на листе бумаги, не имеет развертки во времени, а в процессе сканирования этого текста на выходе считывающего устройства появляется первичный электрический сигнал, поступающий в память сканера. Считывание этого вторичного информационного сообщения из памяти сканера опять рождает электрический сигнал. Таким образом, процесс записи электрического сигнала в память, хранение и последующее считывание информации из памяти можно трактовать как процесс передачи информации во времени.

Первичный электрический сигнал может быть:

непрерывным по значениям и времени (аналоговый сигнал),

дискретным по значениям,

дискретным по времени,

цифровым (дискретным по времени и значениям).

Первичные электрические сигналы часто называют низкочастотными сигналами. Эти сигналы существуют в виде изменения тока или напряжения в проводных электрических линиях связи, соединяющих передатчик и приемник, например, телефонных. Эти низкочастотные сигналы практически не способны передаваться на расстояние без проводов, т.е. с помощью электромагнитного поля, в силу малой эффективности передающих и приемных антенн и больших потерь при распространении низкочастотных электромагнитных полей в свободном пространстве.

### **Модуляция (манипуляция) и демодуляция.**

Для эффективной передачи первичной информации на большие расстояния без проводов используется процесс модуляции. В передающей аппаратуре формируется высокочастотное электрическое колебание, которое называется несущим колебанием. Это колебание можно записать:

$$Y(t) = A \sin(2\pi f_n t + \varphi) = A \sin(\omega_n t + \varphi),$$

где  $A$  - амплитуда,  $f_n$  - частота,  $\omega_n = 2\pi f_n$  - угловая частота,  $\varphi$  - начальная фаза несущего колебания.

Очевидно, что несущее колебание при известных для получателя  $A$ ,  $\omega_n$  и  $\varphi$  не содержит полезной информации и подобно чистому листу бумаги для письма при почтовой связи. Название "несущее колебание" отражает целесообразность использования этого колебания для эффективного переноса (транспортировки) полезной информации в пространстве с помощью электромагнитных полей.

При модуляции хотя бы один из трех выше указанных параметров  $Y(t)$  можно заставить изменяться во времени по закону передаваемого первичного электрического сигнала  $S(t)$ .

При амплитудной модуляции (АМ) амплитуда  $A=A(t) = F[S(t)]$  изменяется во времени и функционально связана с  $S(t)$ , при частотной модуляции (ЧМ)- частота  $\omega = \omega(t) = F_1[S(t)]$ , при фазовой (ФМ) – фаза  $\varphi = \varphi(t) = F_2[S(t)]$ .

Несущее колебание, промодулированное  $S(t)$ , способно эффективно излучаться в окружающее пространство и приниматься антеннами, геометрические размеры которых соизмеримы с длиной волны  $\lambda$  несущего колебания

$$\lambda = C / f_n,$$

где  $C \approx 3 \times 10^8$  м/сек. – скорость света в среде распространения.

Так, например, при частоте несущей  $f_n = 30$  кГц (верхняя граница коротковолнового диапазона) имеем  $\lambda = 10$  м и согласованный полуволновый вибратор имеет длину 5 метров. Для сотовой связи диапазона 900 и 1800 МГц (стандарт GSM) имеем  $\lambda = 33$  см и  $\lambda = 16,6$  см соответственно.

Значение частоты несущей выбирается в зависимости от требуемой дальности связи, от условий распространения радиоволн, конструкции и допустимых габаритов антенн и ряда других технических и экономических факторов.

Но в большинстве случаев несущая частота должна быть велика по сравнению с наивысшей частотой спектра передаваемого первичного сигнала. Это объясняется тем, что для неискаженной передачи сигналов через радиотехнические цепи, а также для уменьшения искажений, обусловленных распространением радиоволн, необходимо, чтобы ширина спектра  $F_m$  первичного информационного сигнала  $S(t)$  была мала по сравнению с несущей частотой  $f_n$ . Чем меньше отношение  $F_m / f_n$ , тем меньше проявляется несовершенство характеристик системы. Поэтому, чем выше требуемая скорость передачи информации, и, следовательно, шире спектр первичного сигнала  $F_m$ , тем выше должна быть несущая частота радиосигнала. Как правило, выполняется неравенство  $F_m / f_n \ll 1$ . Поэтому, практически любой промодулированный радиосигнал, можно трактовать как “узкополосный” процесс, даже при передаче “широкополосных” первичных сигналов.

В общем случае, высокочастотный радиосигнал, несущий в себе информацию, можно представить в виде

$$Y(t) = A(t) \cos [\omega_n t + \varphi(t)],$$

в котором амплитуда  $A(t)$  и (или) фаза  $\varphi(t)$  промодулированы первичным информационным сигналом  $S(t)$ . То обстоятельство, что ширина спектра  $F_m$  модулирующего сигнала мала по сравнению с несущей частотой, позволяет считать  $A(t)$  и  $\varphi(t)$  медленными функциями времени. Это означает, что относительные изменения  $A(t)$  и (или)  $\varphi(t)$  за один период несущего колебания незначительны.

В цифровых радиосистемах первичные информационные сигналы и соответствующие изменения параметров несущего колебания выбираются из ряда конечных значений и поэтому в литературе термин “модуляция” заменяют термином “манипуляция”, а в аббревиатуре АМ, ЧМ, ФМ иногда добавляют нижний индекс “н”, т.е. вместо АМ пишут АМн и т.д.

В приемнике используется обратная операция демодуляции несущего колебания  $S_R(t)$ , т.е. выделение первичного информационного сигнала  $S(t)$ .

### Спектры и свойства модулированных сигналов.

Понятие “спектр” или “спектральное представление” в математике, физике и радиотехнике основано на использовании известных разложений периодических во времени функций в ряды Фурье, а непериодических – на использовании преобразования Фурье [1, 2].

Спектр периодической функции с периодом  $T_n$  называется линейчатым или дискретным, так как состоит из отдельных линий, соответствующих дискретным частотам  $0, f_1 = 1/T_n, f_2 = 2f_1, f_3 = 3f_1$  и т.д. Дискретный амплитудный спектр отражает распределение амплитуд гармонических составляющих ряда Фурье, где ось ординат образует шкалу значений амплитуд, а ось абсцисс – ось значений частот. Отдельная спектральная компонента ряда Фурье вида  $A_i \sin(2\pi f_i t + \varphi_i)$  отображается в виде вертикальной линии длиной  $A_i$  на частоте  $f_i$ .

Дискретный фазовый спектр, отражающий значения начальных фаз  $\varphi_i$  гармонических составляющих ряда Фурье, для анализа характеристик систем передачи информации используется гораздо реже, чем дискретный спектр амплитуд.

#### Амплитудная модуляция

Рассмотрим простейший пример модуляции несущего колебания. Пусть модулирующий сигнал  $S(t) = \cos(\Omega t)$ , немодулированная несущая равна  $A_0 \sin(\omega_n t)$ , а модуляция осуществляется по закону:

$$Y(t) = A_0 [1 + m \cos(\Omega t)] \cos(\omega_n t),$$

где  $m \leq 1$  – глубина амплитудной модуляции.

После несложных тригонометрических преобразований получим:

$$Y(t) = A_0 \cos(\omega_n t) + 0,5mA_0 \cos[(\omega_n - \Omega)t] + 0,5mA_0 \cos[(\omega_n + \Omega)t]$$

Таким образом, при амплитудной модуляции несущего колебания появляются боковые частотные компоненты спектра с амплитудами  $0,5mA_0$  на частотах  $\omega_n - \Omega$  и  $\omega_n + \Omega$ . Процесс преобразования спектра изображен на рис 1.

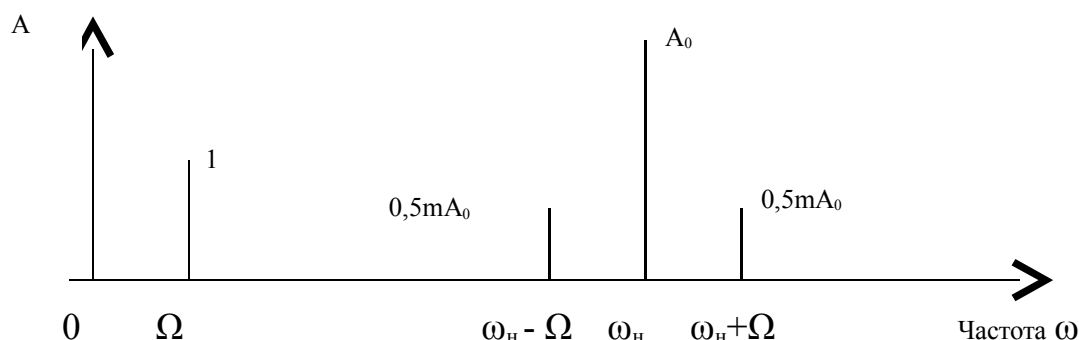


Рис.1

*Здесь и далее курсивом и жирным шрифтом набраны тексты заданий на проведения моделирования и контрольные вопросы.*

*Временные диаграммы и спектр сигнала с АМ, взятые из программы моделирования, отражены на рис. 2 и 3. На рис.2  $m=50\%$ , на рис.3  $m=100\%$ .*

**Обратите внимание на изменение уровня полезных компонент спектра с увеличением  $m$ .**

**При моделировании ввести указанные на рис.2 и 3 параметры и подбором масштабов амплитуд, времен и частот окна Осциллографа и Спектрального анализатора (Смотри Руководство пользователя) получить, измерить и объяснить характер изменений временных и частотных свойств сигналов с амплитудной модуляцией при изменении модулирующей частоты, несущей частоты и глубины модуляции.**

**Ввести перемодуляцию, например, любое  $m > 100\%$ . Показать с помощью моделирования, что амплитудное детектирование невозможно.**

**Ввести значение частоты несущей, большее, но близкое по значению к модулирующей частоте (например,  $f_n = 20\text{кГц}$  и  $f_m = 10\text{кГц}$ ). Показать с помощью моделирования, что амплитудное детектирование невозможно. Примеры подобного моделирования даны на рис.4 и 5. Вспомнить про синхронное детектирование и объяснить его возможное использование в указанных случаях, а также объяснить трудности реализации этого метода детектирования.**

### **Угловая модуляция**

Как известно [1, 2], временные диаграммы и спектры сигналов с угловой модуляцией (частотной или фазовой) более сложны.

Общее выражение для высокочастотного колебания, амплитуда которого постоянна, т.е.  $A(t)=A_0$ , а аргумент  $\Psi(t)=\omega_n t + \varphi(t)$  модулирован, можно представить в форме  $Y(t)=A_0 \text{Cos} [\omega_n t + \varphi(t)]=A_0 \text{Cos} \Psi(t)$ , где  $\Psi(t)$  – полная фаза колебания. Мгновенная частота такого колебания будет производной от  $\Psi(t)$ .

Угловая модуляция подразделяется на частотную и фазовую.

В настоящее время в аналоговых РСПИ используется в основном частотная модуляция несущей и поднесущих частот. Рассмотрим подробнее характеристики этих двух видов угловой модуляции.

### **Частотная модуляция**

Если модулирующий сигнал представляет собой простое периодическое колебание с частотой  $\Omega$ , то при частотной модуляции мгновенная частота будет изменяться по закону

$$\omega(t)=\omega_n+\omega_d \text{Cos} \Omega t,$$

где  $\omega_d$  называют девиацией частоты.

Как известно [1,2], частота и фаза связаны линейными преобразованиями между собой, что говорит об общности двух видов угловой модуляции, причем

$$\omega(t)=\Psi'(t).$$

В свою очередь  $\Psi(t)$  можно получить путем интегрирования  $\omega(t)$ .

Выполняя интегрирование, найдем  $\Psi(t)$  и запишем высокочастотное колебание  $Y(t)=A_0 \text{Cos} \Psi(t)$  с частотной модуляцией в виде:

$$Y(t)=A_0 \text{Cos} [\omega_n t + (\omega_d / \Omega) \text{Sin} \Omega t + \varphi_0] \quad (1)$$

Как видно из (1), полная фаза частотно модулированного колебания  $Y(t)$ , наряду с линейно нарастающим слагаемым  $\omega_n t$  и начальной фазой  $\varphi_0$  [константа в результате интегрирования  $\omega(t)$ ], содержит еще периодическое слагаемое  $(\omega_d / \Omega) \sin \Omega t$ . Это позволяет рассматривать  $Y(t)$  как колебание, промодулированное по фазе. Закон этой модуляции является интегральным по отношению к исходной частотной модуляции. Именно модуляция частоты по закону  $\omega_d \cos \Omega t$  приводит к модуляции фазы по закону  $(\omega_d / \Omega) \sin \Omega t$ . Амплитуду этого изменения

$$\Theta_{\max} = \omega_d / \Omega = m \quad (2)$$

часто называют индексом угловой модуляции, причём  $m$  не зависит от несущей частоты  $\omega_n$ .

Отметим, что частотный модулятор может быть представлен как генератор высокочастотного гармонического сигнала, в резонансные цепи которого включен управляемый реактивный элемент (чаще всего – управляемая емкость –варикап), обеспечивающий изменение мгновенной частоты  $\omega(t)$  по закону изменения модулирующего сигнала  $S(t)$ .

### Фазовая модуляция

Рассмотрим теперь более сложный (с точки зрения построения передающей аппаратуры) случай, когда стабильное по частоте и фазе высокочастотное колебание пропускается через устройство, осуществляющее периодическую модуляцию фазы по закону

$$\Theta(t) = \Theta_{\max} \sin \Omega t,$$

так что колебание на выходе устройства имеет вид

$$Y(t) = A_0 \cos [\omega_n t + \Theta_{\max} \sin \Omega t + \varphi_0] = A_0 \cos \Psi(t).$$

Мгновенная частота этого колебания

$$\omega(t) = \Psi'(t) = \omega_n + \Theta_{\max} \Omega \cos \Omega t.$$

Учитывая соотношение (2), приходим к выводу, что  $\Theta_{\max} \Omega = \omega_d$ .

Таким образом, гармоническая модуляция фазы с индексом  $\Theta_{\max}$  эквивалентна частотной модуляции с девиацией  $\omega_d = \Theta_{\max} \Omega$ .

Из приведенных примеров видно, что при гармонической угловой модуляции несущей, по характеру колебания нельзя заключить, с какой модуляцией мы имеем дело – с частотной или фазовой. Различие между частотной и фазовой модуляцией проявляется при изменении частоты модуляции  $\Omega$ .

При ЧМ величина девиации частоты  $\omega_d$  не зависит от частоты модуляции  $\Omega$ .

При ФМ величина девиации  $\omega_d$  пропорциональна частоте модуляции  $\omega_d = \Theta_{\max} \Omega$ .

Отсюда следует, что при ФМ для приема низкочастотных компонент или постоянной составляющей спектра первичного модулирующего сигнала, потребуется использование в приёмнике фазового детектора, а для его работы – выделение опорного немодулированного колебания из спектра принимаемого сигнала с ФМ. Отмеченные выше сложности, как формирования, так и приема ФМ, а также отсутствие видимых преимуществ аналоговой ФМ по сравнению с ЧМ, обеспечили широкое внедрение ЧМ в аналоговых РСПИ.

Сигналы с ЧМ и ФМ, как ранее было показано, могут быть выражены одной формулой

$$Y(t) = A_0 \sin(\omega_n t + m \sin \Omega t),$$

где  $m = \omega_d / \Omega$  – индекс частотной модуляции или  $m = \Theta_{\max}$  – индекс фазовой модуляции.

Частотный спектр ЧМ- и ФМ-сигнала определяется формулой

$$Y(t) = A_0 \{ J_0(m) \sin \omega_n t + J_1(m) [\sin(\omega_n + \Omega)t - \sin(\omega_n - \Omega)t] + J_2(m) [\sin(\omega_n + 2\Omega)t + \sin(\omega_n - 2\Omega)t] + J_3(m) [\sin(\omega_n + 3\Omega)t + \sin(\omega_n - 3\Omega)t] + \dots \},$$

где  $J_0, J_1, J_2, J_3, \dots$ , функции Бесселя первого порядка с аргументом  $m$ .

Из свойств функции Бесселя первого порядка следует, что боковые составляющие  $\omega_n \pm (m+2)\Omega$  и выше имеют пренебрежимо малую амплитуду, поэтому эффективная ширина полосы частот, необходимая для передачи модулированного сигнала, равна приблизительно

$$F_m = 2 \Omega (m + 1) \quad (3)$$

Для малых  $m < 1$ , спектры радиосигналов с угловой и амплитудной модуляцией имеют примерно одинаковую полосу, приблизительно равную  $F_m \approx 2 \Omega$ . Это наглядно видно из рис.6.

Для больших  $m > 1$ , спектр радиосигнала с угловой модуляцией может быть гораздо шире спектра АМ радиосигнала (смотри рис.7).

**Фазовая и частотная модуляция**, являясь разновидностью угловой модуляции, имеют много общих черт, выгодно отличающих их от обычной амплитудной модуляции.

Во-первых, угловая модуляция будет предпочтительнее по сравнению с амплитудной, если в канале связи действие помех и возмущений влияет в основном на амплитуду сигнала, так как при угловой модуляции полезная информация заключена в полной фазе сигнала  $\Psi(t)$ , а не в его амплитуде.

Во-вторых, при АМ максимальный уровень полезного сигнала, соответствующий 100% глубине АМ составляет  $2A_0$ .

При угловой модуляции уровень полезного сигнала на выходе частотного детектора зависит от выбора девиации частоты  $\omega_d$  и по сути ограничен только выделенной полосой для передачи. Поэтому при увеличении индекса угловой модуляции (а значит и расширения спектра сигнала), качество приема аналоговых сигналов с ЧМ может быть значительно повышено за счет увеличения уровня полезных составляющих спектра по отношению к уровню немодулированной несущей. В этом смысле, при увеличении частоты девиации ЧМ колебания, говорят об обмене полосы занимаемых частот на помехоустойчивость.

При малых  $m < 1$ , как уже отмечалось выше, ширина спектра с амплитудной и угловой модуляцией практически совпадают и угловая модуляция не дает особых преимуществ по сравнению с амплитудной.

***В лабораторной работе моделируются аналоговые радиосигналы с АМ, ЧМ и ФМ гармонической несущей. При проведении моделирования следует обратить внимание на зависимость ширины спектров от параметров***



модуляции и ответить на вопросы, что происходит при изменении параметров модуляции и в каких пределах эти изменения возможны.

Следует отметить, что при моделировании используются разложения только периодических функций в ряд Фурье и отображаются только дискретные амплитудные спектры.

Для изучения аналоговых методов модуляции выбрана первичная модулирующая функция в виде синусоидальной функции, частоту и амплитуду которой можно изменять в широких пределах.

При проведении моделирования ввести параметры ЧМ и ФМ модуляции, близкие к указанным на рис.6, 7, 8, 9, 10, 11 и объяснить характер и причины изменений параметров промодулированных сигналов и их спектров.

После проведения моделирования и усвоения вышеуказанного теоретического материала ответить на контрольные вопросы 1 – 6 по аналоговым методам модуляции. Вопросы:

1. Почему частота модулирующего сигнала должна быть меньше частоты несущего колебания?

2. Во сколько раз ширина спектра радиосигнала с АМ модуляцией больше спектра первичного модулирующего сигнала?

3. Что произойдет, если глубина амплитудной модуляции  $m$  будет больше 100%, равна 100%, меньше 100%, и как практически её выбрать?

4. В чем преимущества ЧМ модуляции по сравнению с АМ модуляцией и в чем её недостатки?

5. Какова практическая зависимость эффективной ширины спектра ЧМ радиосигнала в зависимости от девиации частоты несущей?

6. Почему ФМ модуляция мало используется в аналоговых РСПИ?

### Двойные методы аналоговой модуляции

В лабораторной работе исследуются двойные методы модуляции: АМ-АМ, АМ-ЧМ и ЧМ-ЧМ.

Аналоговые сигналы с двойной модуляцией используются в многоканальных РСПИ с линейным частотным уплотнением каналов, где каждому аналоговому первичному источнику информации выделяется своя поднесущая частота  $f_n$ . Эти поднесущие колебания модулируются по амплитуде или частоте первичной информацией. Промодулированные поднесущие колебания  $S_n(t)$  алгебраически складываются в линейном устройстве (сумматоре), образуя групповой сигнал  $S_{гр}(t)$ . Этот сигнал далее модулирует по амплитуде или частоте несущее колебание. Запись АМ-ЧМ, например, обозначает, что первичный аналоговый сигнал каждого канала модулирует по амплитуде своё поднесущее колебание и далее сумма промодулированных поднесущих колебаний модулирует по частоте несущее колебание.

В программе, с целью упрощения модели, не предусмотрено формирование многоканального группового сигнала, а промоделирован процесс формирования модулированного поднесущего и несущего колебания только в одном частотном канале и строится спектр выходного радиосигнала только с одной поднесущей частотой.

Для построения спектра группового радиосигнала с несколькими поднесущими колебаниями  $S_{n1}(t), S_{n2}(t), \dots$ , следует использовать известное правило [2]. Так как преобразование Фурье, определяющее спектр, является линейным преобразованием, то при сложении нескольких колебаний

$S_{гр}(t) = S_{n1}(t) + S_{n2}(t) + \dots$ , обладающих спектрами  $S_1(\omega), S_2(\omega), \dots$ , суммарному колебанию  $S_{гр}(t)$  соответствует спектр  $S(\omega) = S_1(\omega) + S_2(\omega) + \dots$ .

Отсюда следует, что для успешного (с малым уровнем междуканальных помех) частотного разделения каналов, разнос по частоте канальных поднесущих должен обеспечивать незначительное перекрытие спектров  $S_1(\omega), S_2(\omega), S_3(\omega), \dots$ .

Следует учесть также, что при выборе значений частот поднесущих колебаний, вида и параметров модуляции первичных сигналов, существенное значение имеет ширина спектра  $S_i(\omega)$  каждого частотного канала, так как она определяет общую полосу частот, занимаемую всей многоканальной радиосистемой.

*На рис.12 – 15 изображены осциллограммы и спектры ряда сигналов с двойной модуляцией. По заданию преподавателя ввести похожие параметры модуляции несущей и поднесущих, измерить и пояснить характер полученных эюр и спектрограмм. Ответить на контрольные вопросы 7 – 9 по аналоговым сигналам. Вопросы:*

**7. Чем определяется частотный разнос поднесущих колебаний в аналоговых РСПИ?**

**8. Почему при использовании гармонических поднесущих в аналоговых РСПИ не используется ФМ модуляция как поднесущих, так и несущего колебаний?**

**9. В чем преимущества и недостатки аналоговых радиосигналов с АМ-АМ, АМ-ЧМ, ЧМ-ЧМ?**

### Цифровая модуляция

Для изучения цифровых сигналов исходная последовательность нулей и единиц (сигнал КИМ) длительности  $\tau_c$ , моделируется в виде периодической функции – **меандра**, что позволяет, во-первых, получать регулярный дискретный характер спектров цифровых радиосигналов и, во-вторых, уменьшает количество гармоник первичной КИМ вокруг несущих или поднесущих частот. Напомним, что меандровое колебание с периодом  $T_n = 2\tau_c$  содержит только нечетные гармоники основной частоты повторения  $f_1 = 1/T_n = 1/2\tau_c$ , т.е.  $f_1, 3f_1, 5f_1$  и т.д., и не содержит **четных** гармоник, т.е.  $2f_1, 4f_1$  и т.д.

Цифровой сигнал КИМ модулирует (а точнее, манипулирует) параметры несущего колебания.

Если при изменении символа (с нуля на единицу и наоборот) происходит скачкообразное изменение амплитуды несущей, то говорят о модуляции КИМ-АМн.

Если нуль передаётся одним значением несущей, а единица - другим, то говорят о частотной манипуляции и её отражают записью КИМ-ЧМн.

Если нуль передается несущей частотой с начальной фазой  $\varphi_0$ , а единица – тем же номиналом несущей, но с начальной фазой  $\varphi_1$ , то говорят о фазовой манипуляции с разностью фаз  $|\varphi_1 - \varphi_0|$  и обозначают КИМ-ФМн.

При изучении временных и спектральных характеристик цифровых радиосигналов следует также иметь в виду, что сигналы с КИМ-АМн и КИМ-ЧМн используются в основном при некогерентном приеме, а сигналы с КИМ-ФМн – при когерентном.

Как известно, помехоустойчивость приема цифровых сигналов зависит от степени взаимной корреляции  $\rho_{ij}$  между любой парой используемого ансамбля сигналов. В частном случае двоичных сигналов, радиосигнал нуля  $S_0(t)$  будет максимально "непохож" на радиосигнал  $S_1(t)$ , если  $S_0(t) = -S_1(t)$ . (абсолютный минимум нормированного коэффициента взаимной корреляции равен  $\rho_{01} = -1$ ). Такое соотношение между сигналами можно обеспечить только в случае применения сигналов КИМ-ФМн с разностью фаз  $|\varphi_1 - \varphi_0| = 180^\circ$ .

Заметим, что при КИМ-АМн и КИМ-ЧМн минимальное значение коэффициента взаимной корреляции равно 0. Сигналы КИМ-ФМн с разностью фаз  $|\varphi_1 - \varphi_0| = 180^\circ$  называют противоположными, сигналы КИМ-АМн и КИМ-ЧМн могут быть только ортогональными при соответствующем выборе параметров модуляции. Отсюда следует, что сигналы КИМ-ФМн могут обладать максимальной помехоустойчивостью по сравнению с сигналами КИМ-АМн и КИМ-ЧМн.

Для реализации демодуляции сигналов КИМ-ФМн требуется применение синхронного детектора, в опорный канал которого необходимо подавать немодулированную несущую частоту, выделяемую из спектра принимаемого сигнала с помощью узкополосной следящей системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Применение синхронной демодуляции, учитывающей разность фаз между принимаемыми сигналами и называется когерентным приемом.

При некогерентном приеме фазовые отличия между сигналами не учитываются, приемник можно реализовать без применения ФАПЧ, однако помехоустойчивость такого приемника будет ниже.

Проигрыш в помехоустойчивости особенно заметен при малых отношениях сигнал / шум на информационный символ. Дело в том, что некогерентная обработка смеси сигнала и шума приводит к известному эффекту подавления слабого сигнала сильным шумом или помехой при прохождении этой смеси через нелинейные звенья, коими являются, например, частотные и амплитудные детекторы.

При изучении и моделировании сигналов КИМ-АМн, КИМ-ЧМн, КИМ-ФМн и их спектров, оцените преимущества и недостатки использования этих сигналов в цифровых радиосистемах с точки зрения простоты аппаратурной реализации приемников, помехоустойчивости и занимаемой эффективной полосы.

*На рис.16, 17, 18, 19 представлены осциллограммы и спектры сигналов КИМ-АМн, КИМ-ЧМн, КИМ-ФМн с разностью фаз 180 и 120 градусов. Повторить моделирование при похожих параметрах модуляции. Измерить частотный разнос между несущей и полезными частотными компонентами информационного цифрового сигнала. Обратит внимание на необходимую ширину полосы узкополосной системы ФАПЧ, необходимой для реализации когерентного приема. Обратит внимание на отсутствие несущей при КИМ-ФМн с разностью фаз 180°. После изучения теоретической части и проведения моделирования ответить на следующие вопросы:*

- 1. Какие спектральные компоненты присутствуют в первичном меандровом колебании с длительностью символа  $\tau_c$ .*
- 2. Почему на интервале времени длительностью  $\tau_c$  двоичного символа должно укладываться много периодов несущей или поднесущей частоты?*
- 3. Какова ширина спектра сигнала КИМ-АМн?*
- 4. Есть ли необходимость делать глубину АМ манипуляции меньше 100% и, если есть, то зачем?*
- 5. Можно ли утверждать, что спектр КИМ-ЧМн – это композиция двух спектров КИМ-АМн на разных несущих частотах и, если это утверждение верно, то в чем преимущество частотной манипуляции при очевидном недостатке, связанном с увеличением ширины спектра КИМ-ЧМн, по крайней мере, вдвое по сравнению с КИМ-АМн?*
- 6. Каков минимальный разнос несущих должен быть для достижения примерной ортогональности радиосигналов при КИМ-ЧМн и длительности двоичного символа КИМ  $\tau_c$ ?*
- 7. В аналоговых радиосистемах ФМ практически не используется, т.к. практически не имеет преимуществ по сравнению с ЧМ. В чем преимущество ФМн в цифровых радиосистемах по сравнению с ЧМн и АМн?*
- 8. Что произойдет со спектром КИМ-ФМн, если индекс фазовой манипуляции будет меньше или равен 180° ?*
- 9. Почему выгодно использовать противоположные сигналы?*

### Тройные методы модуляции в цифровых радиосистемах.

Как следует из предыдущего раздела, в цифровых РСПИ для реализации когерентного приема требуется выделение немодулированного несущего

колебания из спектра принимаемого радиосигнала с помощью следящей системы ФАПЧ. Однако это выделение будет проблематичным, если информационные частотные компоненты сигналы КИМ будут располагаться около несущей, поскольку ФАПЧ в режиме захвата может ошибочно захватиться за боковую информационную компоненту, например, на частоте  $f_n + 1/T_{\Pi}$ , где длительность периода  $T_{\Pi} = 2\tau_c$ , а  $\tau_c$  – длительность символа. В режиме слежения (если ФАПЧ всё же правильно захватится за несущую) работе ФАПЧ опять же будут мешать информационные компоненты сигнала, попадающие в шумовую полосу ФАПЧ.

При низких скоростях передачи информационные компоненты будут располагаться очень близко от несущей. Так, например, при скорости 10 кбит/сек ( $\tau_c = 10^{-4}$ ) ближайшая информационная компонента будет отстоять от несущей на  $1/T_{\Pi} = 5$  кГц. Если значение несущей измеряется сотнями мегагерц, то разнос в несколько килогерц – ничтожно мал! Особенно плохо дело обстоит в РСПИ дальнего космоса, где скорости передачи цифровой информации с расстояний в сотни миллионов километров составляют единицы и доли бит в секунду и частотный разнос составляет доли герц. Поэтому, для эффективного выделения немодулированной несущей используют введение частотных поднесущих, около которых располагаются информационные компоненты.

В сигналах КИМ-ЧМн-ФМн и КИМ-ЧМн-АМн поднесущие колебания (ЧМн) представляют собой меандровые колебания, манипулирующие несущую частоту по фазе или амплитуде на два уровня.

При передаче двоичной “единицы” сигнала КИМ выбирается меандр поднесущей частоты  $F_1$ , а при передаче двоичного “нуля” выбирается меандр другой поднесущей частоты  $F_0$ . Эти частотно-манипулированные поднесущие колебания КИМ-ЧМн используются для фазовой (в сигнале КИМ-ЧМн-ФМн), или амплитудной (в сигнале КИМ-ЧМн-АМн) манипуляции несущей. Иногда вместо термина “ЧМн” используется термин “Частотно-импульсная модуляция (ЧИМ)”.

Частотно-манипулированные поднесущие в сигналах КИМ-ЧМн-ФМн и КИМ-ЧМн-АМн, вводятся для того, чтобы в приемнике из их спектра можно было бы легко (при соответствующем выборе достаточно больших значений номиналов частот  $F_1$  и  $F_0$ ) выделять немодулированную спектральную компоненту несущей частоты. Эта несущая частота, выделяемая с помощью узкополосных следящих систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) приемника, используется в качестве опорного сигнала для осуществления когерентного приема, а также (в сигнально-совмещенных радиосистемах передачи информации и траекторных радиоизмерений) для измерения доплеровского смещения несущей частоты в канале измерения радиальной скорости.

Следует ещё раз подчеркнуть, что сигналы КИМ-ЧМн-ФМн и КИМ-ЧМн-АМн наиболее часто используются в системах дальней космической связи, где, из-за огромных расстояний между приемником и передатчиком, отношение сигнал / шум на входе приемника значительно меньше единицы. Как известно [2], и как выше уже упоминалось, некогерентная (нелинейная) обработка смеси слабого

сигнала и сильного шума приводит к известному эффекту значительного подавления слабого сигнала сильной помехой или шумом, поэтому когерентные методы приема сигналов в системах дальней космической связи являются единственно возможными. А для их осуществления необходимо выделение немодулированной несущей, что и удобно делать с использованием сигналов, у которых спектральные компоненты сигнала КИМ сосредоточены около поднесущих колебаний, а не около несущей частоты, и в полосу ФАПЧ попадает только немодулированная несущая и не попадают другие компоненты спектра.

*При моделировании и выборе параметров сигналов КИМ-ЧМн-ФМн и КИМ-ЧМн-АМн подберите параметры так, чтобы спектральная компонента немодулированной несущей частоты значительно выделялась среди остальных компонент радиоспектра. Убедитесь также в том, что подбором индекса фазовой манипуляции в сигнале КИМ-ЧМн-ФМн уровень спектральной компоненты на несущей можно менять. Тем самым, перераспределяется мощность сигнала несущей, поступающей в канал приема информации (на синхронный детектор) и канал измерения радиальной скорости в совмещенных радиосистемах.*

*На рис.20 и 21 показаны осциллограммы и спектры сигналов КИМ-ЧМн-АМн и КИМ-ЧМн-ФМн. При моделировании подберите похожие параметры модуляции и определите расположение по оси частот информационных спектральных компонент. Контрольные вопросы:*

*10. Зачем нужны ЧМн поднесущие в цифровых РСПИ?*

*11. Как подсчитать эффективную ширину полосы сигналов КИМ-ЧМн-АМн или КИМ-ЧМн-ФМн, если заданы  $\tau_c$  и значения ЧМ поднесущих?*

### Методика моделирования. Итоги выполнения лабораторной работы.

#### Содержание отчета.

*Содержания заданий по разделам лабораторной работы и контрольные выделены курсивом и жирным шрифтом.*

*Изменяя и подбирая параметры модуляции, параметры первичных сигналов, а также значения поднесущих и несущей частот, просмотреть, зарисовать (распечатать) по заданию преподавателя эюры и спектры аналоговых и цифровых радиосигналов, а также измерить ширину их спектров.*

*Ответить на перечисленные выше контрольные вопросы. Хорошо усвоить временное и частотное представление модулированных (манипулируемых) сигналов.*

*Отчет должен содержать зарисовки или распечатки эюр и спектров всех изучаемых сигналов с подобранными значениями параметров сигналов и параметров модуляции для наглядного отражения их свойств. Примерный вид эюр и спектрограмм отражён на рисунках 2 - 21 настоящего описания.*

*Кроме того, в отчете по лабораторной работе должны содержаться ответы на перечисленные выше контрольные вопросы, либо ответы, по указанию преподавателя, могут быть даны в устной форме в процессе сдачи отчета.*

**Файлы типовых рисунков, приведенных в описании лабораторной работы.**

Получены в результате моделирования с использованием операции PrtSc (Print Screen) и исключения опции "Цветной режим" меню "Вид" программы Signals.exe. Размещены в подкаталоге "Рис Сигналы" каталога "Сигналы\_exe".

Файлы:

Рис 2,3.doc

Рис 4,5.doc

Рис 6,7.doc

Рис 8,9.doc

Рис 10,11.doc

Рис 12,13.doc

Рис 14,15.doc

Рис 16,17.doc

Рис 18,19.doc

Рис 20,21.doc

**Литература**

1. Теория электрической связи. Под редакцией Кловского
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы



МАИ,

Кафедра радиосистем передачи информации и управления (каф. 402)

2005 год.