**СИГНАЛЫ и ЛИНЕЙНЫЕ СИСТЕМЫ**

**Тема 15. МОДУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ**

Мир создан ради богов и людей.

Хрисипп. Греческий философ, стоик, III в.д.н.э.

Все создается с какой-то целью. Придется разобраться, для чего же созданы модулированные сигналы. И почему на них не обратили внимание ни древние греки, ни Михайло Васильевич Ломоносов.

Евгений Прокопчук. Иркутский геофизик Уральской школы, казак, ХХ в.

Содержание

Введение.

1. Амплитудная модуляция. Однотональная модуляция. Энергия однотонального АМ-сигнала. Многотональный модулирующий сигнал. Демодуляция АМ-сигналов. Балансная амплитудная модуляция. Однополосная амплитудная модуляция. Полярная модуляция.

2. Сигналы с угловой модуляцией. Фазовая модуляция (ФМ). Частотная модуляция (ЧМ). Однотональная угловая модуляция. Спектры сигналов с угловой модуляцией. Сигналы с многотональной угловой модуляцией. Демодуляция УМ – сигналов. Квадратурная модуляция. Пример моделирования квадратурной модуляции в системе Mathcad. Демодуляция квадратурного сигнала.

3. Внутриимпульсная частотная модуляция. ЛЧМ-сигналы. Спектр прямоугольного ЛЧМ-сигнала.

4. Импульсно-модулированные сигналы. Амплитудно-импульсная модуляция. Широтно-импульсная модуляция. Временная импульсная модуляция. Кодово-импульсная модуляция.

5. Модуляция символьных и кодовых данных. Амплитудно-манипулированные сигналы. Угловая манипуляция.

Литература.

**Введение**

Сигналы от измерительных датчиков и любых других источников информации передаются по линиям связи к приемникам - измерительным приборам, в измерительно-вычислительные системы регистрации и обработки данных, в любые другие центры накопления и хранения данных. Как правило, информационные сигналы являются низкочастотными и ограниченными по ширине спектра. Каналы связи, напротив, являются высокочастотными, широкополосными и рассчитаны на передачу сигналов от множества источников одновременно с частотным разделением каналов. Перенос спектра сигналов из низкочастотной области в выделенную для их передачи область высоких частот выполняется операцией *модуляции*.

Допустим, что низкочастотный сигнал, подлежащий передаче по каналу связи, задается функцией s(t). В канале связи для передачи данного сигнала выделяется определенный диапазон высоких частот. На входе канала связи в специальном передающем устройстве формируется вспомогательный, как правило, непрерывный во времени периодический высокочастотный сигнал u(t) = f(t; a1, a2, … am). Совокупность параметров ai определяет форму вспомогательного сигнала. Значения параметров ai в отсутствие модуляции являются величинами постоянными. Если на один из этих параметров перенести сигнал s(t), т.е. сделать его значение пропорционально зависимым от значения s(t) во времени (или по любой другой независимой переменной), то форма сигнала u(t) приобретает новое свойство. Она несет информацию, тождественную информации в сигнале s(t). Поэтому сигнал u(t) называют несущим сигналом*, несущим колебанием* или просто *несущей* (carrier), а процесс переноса информации на параметры несущего сигнала – его *модуляцией* (modulation). Информационный сигнал s(t) называют *модулирующим* (modulating signal), результат модуляции – *модулированным сигналом* (modulated signal). Обратную операцию выделения модулирующего сигнала из модулированного колебания называют *демодуляцией* (demodulation).

Основным видом несущих сигналов являются гармонические колебания:

u(t) = U⋅cos(t+),

которые имеют три свободных параметра: U,  и . В зависимости от того, на какой из данных параметров переносится информация, различают *амплитудную* (АМ)*, частотную* (ЧМ) *или фазовую* (ФМ) *модуляцию* несущего сигнала. Частотная и фазовая модуляция взаимосвязаны, поскольку изменяют аргумент функции косинуса, и их обычно объединяют под общим названием - *угловая* модуляция (angle modulation). В каналах передачи цифровой информации получила также распространение *квадратурная* модуляция, при которой одновременно изменяются амплитуда и фаза несущих колебаний.

При использовании в качестве несущих сигналов периодических последовательностей импульсов свободными параметрами модуляции могут быть амплитуда, длительность, частота следования импульсов и фаза (положение импульса относительно определенной точки тактового интервала). Это дает четыре основных вида импульсной модуляции: АИМ, ДИМ, ЧИМ и ФИМ.

В качестве несущих сигналов можно использовать не только периодические колебания, но и стационарные случайные процессы. В качестве модулируемых параметров случайных сигналов используются моменты случайных процессов. Так, например, модуляция второго момента случайных последовательностей (модуляция по мощности) представляет собой аналогию амплитудной модуляции.

**15.1. Амплитудная модуляция [1,25].**

***Амплитудная модуляция*** (amplitude modulation, АМ) была первым видом модуляции, освоенным на практике. В настоящее время АМ применяется в основном только для радиовещания на низких частотах (не выше коротких волн) и для передачи изображения в телевизионном вещании. Это обусловлено низким КПД использования энергии модулированных сигналов.

АМ соответствует переносу информации s(t) ⇒ U(t) при постоянных значениях параметров несущей частоты  и фазы . АМ – сигнал представляет собой произведение информационной огибающей U(t) и гармонического колебания ее заполнения. Форма записи амплитудно-модулированного сигнала:

u(t) = U(t)⋅cos(ot+o), (15.1.1)

U(t) = Um⋅[1+M⋅s(t)], (15.1.2)

где Um – постоянная амплитуда несущего колебания при отсутствии модулирующего сигнала s(t), М – коэффициент амплитудной модуляции.

Значение М характеризует *глубину* амплитудной модуляции. В простейшем случае, если модулирующий сигнал представлен одночастотным гармоническим колебанием с амплитудой So, то коэффициент модуляции равен отношению амплитуд модулирующего и несущего колебания М=So/Um. Значение М должно находиться в пределах от 0 до 1 для всех гармоник модулирующего сигнала. При значении М<1 форма огибающей несущего колебания полностью повторяет форму модулирующего сигнала s(t), что можно видеть на рис. 15.1.1. Малую глубину модуляции М<<1 для основных гармоник модулирующего сигнала применять нецелесообразно, т.к. при этом мощность передаваемого информационного сигнала будет много меньше мощности несущего колебания и мощность передатчика будет использоваться неэкономично.

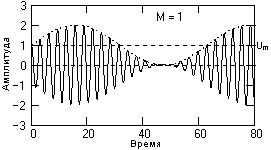
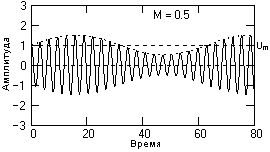


Рис. 15.1.1. Модулированный сигнал. Рис. 15.1.2. Глубокая модуляция

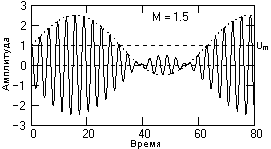


Рис. 15.1.3. Перемодуляция сигнала

На рис. 15.1.2 приведен пример *глубокой модуляции,* при которой значение M стремится к 1. Стопроцентная модуляция (М=1) может приводить к искажениям сигналов при перегрузках передатчика, если он имеет ограниченный динамический диапазон по амплитуде несущих частот или ограниченную мощность передатчика (увеличение амплитуды несущих колебаний в пиковых интервалах сигнала U(t) в два раза требует увеличения мощности передатчика в четыре раза).

При М>1 возникает так называемая *перемодуляция*, пример которой приведен на рис. 15.1.3. Форма огибающей при перемодуляции искажается относительно формы модулирующего сигнала, и после демодуляции, если применяются ее простейшие методы, информация может быть искажена.

***Однотональная модуляция****.* Простейшая форма модулированного сигнала создается при модуляции несущего сигнала гармоническим колебанием с одной частотой :

u(t) = Um[1+M⋅cos t]⋅cos ot. (15.1.3)

Значения начальных фазовых углов несущего и модулирующего колебания для упрощения выражений будем принимать равными нулю, если они не имеет принципиального значения. С учетом формулы cos(x)⋅cos(y) = (1/2)[cos(x+y)+cos(x-y)], из выражения (15.1.3) получаем:

u(t) = Um cos ot + (UmM/2) cos[(o+)t] + (UmM/2) cos[(o-)t]. (15.1.4)

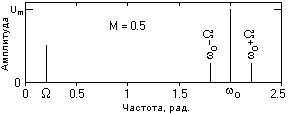


Рис. 15.1.4. Физические спектры сигналов.

Отсюда следует, что модулирующее колебание с частотой  перемещается в область частоты o и расщепляется на два колебания, симметричные относительно частоты o, с частотами соответственно (o+верхняя боковая частота, и (o-нижняя боковая частота (рис. 15.1.4 для сигнала, приведенного на рис. 15.1.1). Амплитуды колебаний на боковых частотах равны друг другу, и при 100%-ной модуляции равны половине амплитуды колебаний несущей частоты. Если получить уравнение (15.1.4) с учетом начальных фаз несущей и модулирующей частоты, то правило изменения фаз аналогично изменению частоты: начальная фаза модулирующего колебания для верхней боковой частоты складывается с начальной фазой несущей, для нижней – вычитаются из фазы несущей. Физическая ширина спектра модулированного сигнала в два раза больше ширины спектра сигнала модуляции.

***Энергия однотонального АМ-сигнала.*** Обозначим раздельными индексами (*нес*- несущая, *вб*- верхняя боковая, *нб*- нижняя боковая) составляющие колебания в левой части выражения (15.1.4) однотональногоАМ-сигнала и определим функцию его мгновенной мощности:

u(t) = uнес(t) + uвб(t) + uнб(t).

p(t)= u2нес(t)+u2вб(t)+u2нб(t)+2uнес(t)uвб(t)+2uнес(t)uнб(t)+2uвб(t)uнб(t). (15.1.5)

Для определения средней мощности сигнала выполним усреднение функции p(t):

Pu =



Все взаимные мощности модулированного сигнала при усреднении становятся равными нулю (спектры не перекрываются), при этом:

Pu = Рнес + Рвб + Рнб = Um2/2 + (UmM)2/4. (15.1.6)

Доля мощности боковых частот в единицах мощности несущей частоты:

(Рвб + Рнб)/Рнес = М2/2, (15.1.7)

т.е. не превышает 50% даже при 100%-ной модуляции.

Под полезной мощностью модулированных сигналов понимают мощность боковых частот, несущих информацию. Коэффициент полезного действия модуляции определяется отношением мощности боковых частот к общей мощности модулированного сигнала:

ηАМ = (Um2 M2/4) /Pu = M2/(М2+2). (15.1.8)

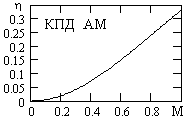


Рис. 15.1.5.

Как можно видеть на рис. 15.1.5, даже при М=1 КПД амплитудной модуляции составляет только 33%, а при практическом использовании обычно меньше 20%.

Для модулированных сигналов применяют также понятие пиковой мощности Pmax. Значение пиковой мощности для однотонального АМ-сигнала:

Pmax = Um2 (1+M)2.

***Многотональный модулирующий сигнал*** имеет произвольный спектральный состав. Математическая модель такого сигнала может быть аппроксимирована тригонометрической суммой гармонических составляющих, в пределе бесконечной:

s(t, n) =an cos(nt+n), (15.1.9)



где значения амплитуд an и начальных фаз n упорядоченной возрастающей последовательности гармоник n произвольны. Подставляя (15.1.9) в (15.1.2) и заменяя произведения M·an парциальными (частичными) коэффициентами модуляции Mn = M·an, получим обобщенное уравнение амплитудно-модулированного сигнала и его физического спектра:

u(t) = Um[1+Мncos(nt+n)]⋅cos ot. (15.1.10)



u(t)=Umcos ot+(Um/2)Mncos[(o+n)tn]+Mncos[(o-n)tn].

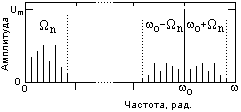


Рис. 15.1.6. Многотональная модуляция.

На рис. 15.1.6 приведен схематический пример амплитудных спектров модулирующего и АМ-сигналов при многотональной модуляции. Он также содержит полосы верхних и нижних боковых частот относительно несущей частоты o, являющихся прямой и зеркальной масштабными копиями модулирующего сигнала. Полная ширина спектра АМ-сигнала равна удвоенной ширине спектра модулирующего сигнала.

**Пример.** Частотный диапазон одного километра каротажного кабеля 0-200 кГц. Частотный диапазон измерительных датчиков скважинного прибора 0-5 кГц. От какого количества датчиков одновременно может передаваться информация по данному каротажному кабелю?

Минимальная несущая частота должна быть на порядок выше максимальной частоты модулирующего сигнала, т.е. порядка 50 кГц. Для передачи сигнала от одного датчика потребуется полоса частот 2⋅5 = 10 кГц плюс пустой защитный интервал для исключения перекрестных помех порядка 1 кГц, т.е. 11 кГц. Общее количество каналов передачи информации: (200-50-5)/11 = 13 каналов.

В соответствии огибающей модулированного сигнала форме модулирующего сообщения нетрудно убедиться вычислением модуля аналитического сигнала z(t) = u(t) + (см. тему "Аналитические сигналы").



При u(t) = Um[1+Мn·s(t, n)] cos o(t), квадратурное дополнение сигнала определяется преобразованием Гильберта и равно = Um[1+Мn·s(t, n)] sin o(t). Огибающая сигнала:



|z(t)| === Um[1+Мn·s(t,n)].



***Автокорреляционная функция*** АМ-сигналов:

Bu() =u(t) u(t-) dt. (15.1.12)



Постоянная фаза сигнала не влияет на форму АКФ. При u(t)=U(t)·cos ot получаем:

cos ot · cos o(t-) = 0.5 cos o + 0.5 cos o2t-).

Bu() =U(t)U(t-) dt + 0.5U(t)U(t-) cos o2t-) dt. (15.1.13)



Второй интеграл в формуле АКФ существенно меньше первого (произведение медленно меняющейся функции U(t)U(t-) и сильно осциллирующего члена с частотой 2o) и им можно пренебречь. Первый интеграл представляет собой АКФ сигнала U(t). Отсюда:

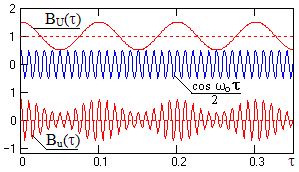


Рис. 15.1.7.

Bu() ≅BU(). (15.1.14)



Полная энергия сигнала за счет усреднения по высокочастотным колебаниям:

Bu(0) ≅ (1/2) BU(0).

При бесконечной энергии сигнала:

Bu() =. (15.1.15)



На рис. 15.1.7 приведена типичная форма автокорреляционных функций однотонального модулированного сигнала при М=1 и Um=1.

***Демодуляция АМ-сигналов*** может выполняться несколькими способами.

Самый простой способ – двухполупериодное детектирование (вычисление модуля сигнала) с последующим сглаживанием однополярных полупериодов несущей фильтром низких частот.

На рис. 15.1.8 приведен пример изменения однотонального амплитдно-модулированного сигнала и его физического спектра при детектировании (в реальной односторонней шкале частот и в реальной шкале амплитудных значений гармоник колебаний). Параметры представленного сигнала: несущая частота 30 Гц, частота модуляции 3 Гц, коэффициент модуляции М=1.

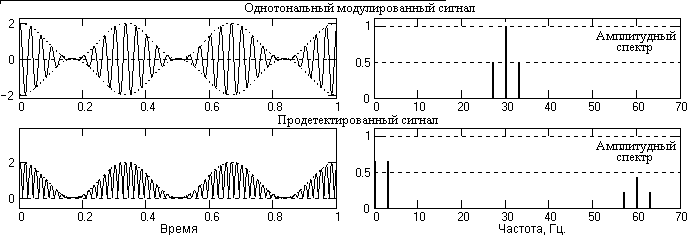


Рис. 15.1.8. Изменение однотонального модулированного сигнала при детектировании

Как видно на рисунке, при детектировании спектр модулированного сигнала становится однополярным, переходит на основную несущую частоту 2 и уменьшается по энергии. Основная часть энергии (более 4/5) трансформируется в область низких частот и распределяется между постоянной составляющей и выделенной гармоникой сигнала модуляции в зависимости от значения коэффициента модуляции М. При М=1 энергии равны, при М=0 (в отсутствие сигнала модуляции) вся энергия переходит на постоянную составляющую.

Кроме этих составляющих в спектре появляются также 2-я, 3-я и более высокие гармоники детектированного модулированного сигнала (т.е. на частотах 4o±, 6o±, и т.д.), которые не показаны на рисунке. Энергия второй гармоники не превышает 2%, а остальных и вовсе незначительна. Демодуляторы сигнала выделяют после детектирования только низкочастотный информационный сигнал и подавляют все остальные частоты, включая постоянную составляющую (низкочастотный фильтр с подавлением постоянной составляющей).

Очевидно также, что в случае перемодуляции сигнала исходный информационный сигнал будет восстанавливаться с ошибкой.

Другой распространенный метод – *синхронное детектирование*. При синхронном детектировании модулированный сигнал умножается на опорное колебание с частотой несущего колебания. Без учета фазовых углов колебаний:

y(t) = u(t) cos ot = U(t) cos ot·cos ot = ½ U(t) + ½ U(t) cos 2ot. (15.1.16)

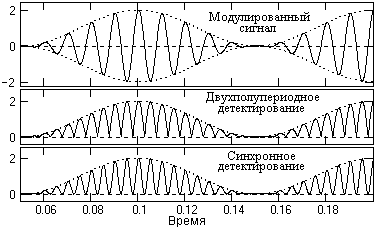


Рис. 15.1.9.

Как следует из этого выражения, сигнал разделяется на два слагаемых, первое из которых повторяет исходный модулирующий сигнал, а второе повторяет модулированный сигнал на удвоенной несущей частоте 2о.

На рис. 15.1.9 приведено визуальное сопоставление двухполупериодного и синхронного детектирования, которое наглядно показывает практически полное подобие процессов. Но форма новой несущей при синхронном детектировании является чистой гармоникой, в отличие от двухполупериодного детектирования.

Физический амплитудный спектр сигналов после демодуляции однозначно соотносится со спектром входного модулированного сигнала: амплитуды гармоник модулированного сигнала на частоте 2о в два раза меньше амплитуд входного сигнала, постоянная составляющая равна амплитуде несущей частоты o и не зависит от глубины модуляции, амплитуда информационного демодулированного сигнала в 2 раза меньше амплитуды исходного модулирующего сигнала.

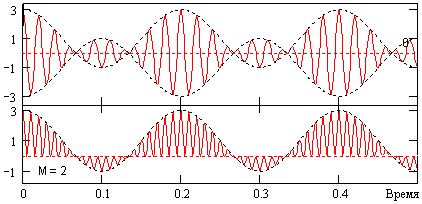


Рис. 15.1.10.

Замечательной особенностью синхронного детектирования является полная независимость от глубины модуляции, т.е. коэффициент модуляции сигнала может быть больше 1. Пример синхронного детектирования перемодулированного сигнала приведен на рис. 15.1.10.

Однако при синхронном детектировании требуется точное совпадение фаз и частот опорного колебания демодулятора и несущей гармоники АМ-сигнала. При сдвиге фазы опорного колебания на  относительно несущей частоты выходной сигнал демодулятора оказывается умноженным на косинус фазовой ошибки:

y(t) = U(t) cos ot·cos(ot-) = ½ U(t) cos(-) + ½ U(t) cos(2ot-),

и амплитуда сигнала занижается, а при =/2 становится равной нулю.

При сдвиге частоты между несущим и опорным колебаниями сигнал демодулятора оказывается умноженным на гармоническое колебание с разностной частотой:

y(t) = U(t) cos ot·cos(ot-) = ½ U(t) cos(-t) + ½ U(t) cos((2o-)t),

при этом выходной сигнал демодулятора начинает пульсировать с частотой биений (beat) .

Для синхронизации опорного колебания с несущей частотой сигнала в составе демодуляторов используются следящие системы фазовой автоподстройки опорной частоты.

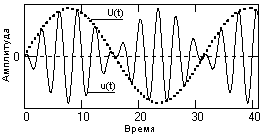


Рис. 15.1.11. Балансная модуляция.

***Балансная амплитудная модуляция*** или АМ с подавлением несущей частоты (АМ-ПН).Как следует из вышеприведенных данных, основная доля мощности АМ – сигнала приходится на несущую частоту. При балансной модуляции производится перемножение двух сигналов – модулирующего и несущего, при котором происходит подавление несущего колебания и КПД модуляции становится равным 100%. Так, для однотонального сигнала при U(t) = M⋅cos t имеем:

u(t) = UmM⋅cos t⋅cos ot = (UmM/2){cos[(o+)t] + cos[(o-)t]}, (15.1.17)

т.е. однотональный модулирующий сигнал переносится на биения двух высоких частот. Пример сигнала с балансной модуляцией приведен на рис. 15.1.11. Амплитудный спектр сигнала подобен приведенному на рис. 15.1.4 с отсутствующей несущей частотой o. Аналогично, многотональный балансно - модулированный сигнал имеет две симметричные относительно частоты o группы верхних и нижних боковых колебаний:

u(t) = (Um/2){Mncos[(o+n)tn] + Mncos[(o+n)tn]}. (15.1.18)



Подавление несущей частоты определяется следующим. При переходе огибающей биений U(t) через нуль фаза несущей частоты высокочастотного заполнения скачком изменяется на 1800, поскольку функция косинуса огибающей имеет разные знаки слева и справа от нуля. При этом в высокодобротной системе (с малыми потерями энергии), настроенной на частоту o, колебания, возбужденные одним периодом биений, гасятся последующим периодом.

Однако балансная модуляция не получила широкого распространения в связи с трудностями, возникающими при демодуляции сигналов. В принципе, синхронное детектирование позволяет выполнять демодуляцию без каких-либо проблем, но при условии известной несущей частоты сигнала и точной фазовой синхронизации опорной частоты с несущей. Но во входном сигнале АМ-ПН несущая частота отсутствует. Для снятия этой трудности обычно применяют неполное подавление несущей и оставляют в модулированном сигнале определенный "остаток" несущей (пилот-сигнал), который и используется для фазочастотной автосинхронизации при демодуляции.

***Однополосная амплитудная модуляция.*** При идентичности информации в группах верхних и нижних боковых частот нет необходимости в их одновременной передаче. Одна из них перед подачей сигнала в канал связи может быть удалена, чем достигается двукратное сокращение полосы занимаемых сигналом частот. Уравнение сигнала с одной боковой полосой (ОБП – сигнал, single side band - SSB) может быть получено непосредственно из 15.1.11. Для верхней (знаки '+' во втором слагаемом) или нижней (знаки '-') боковой полосы:

u(t) = Umcos(ot+o) + (Um/2) Mncos[(o±n)ton]. (15.1.19)

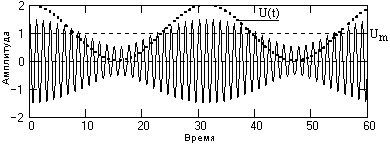


Рис. 15.1.12. Однополосная амплитудная модуляция.

Внешняя форма сигнала ОБП (пример на рис. 15.1.12 при однотональной модуляции) сходна с обычным АМ – сигналом, но ее огибающая, как это можно заметить, отличается от огибающей U(t), заданной при модуляции при М = 1 (показана пунктиром).

Для демодуляции ОБП – сигнала может использоваться как двухполупериодное, так и синхронное детектирование, со всеми особенностями, присущими этим методам. Результаты демодуляции отличаются от демодуляции АМ – сигналов только в 2 раза меньшей амплитудой выходных сигналов.

При однополосной модуляции также возможно подавление несущей частоты (полное или частичное), что позволяет полнее использовать мощность передатчика.

***Полярная модуляция*** решает конкретную техническую задачу – передачу двух сигналов одновременно, что требуется, например, в стереовещании или при передаче стереоснимков. Рассмотрим это на примере стереосигналов.

В системе стереовещания необходимо передавать два сигнала s1(t) и s2(t) одновременно (левый и правый каналы) при условии совмещения с монофоническими приемниками. Для выполнения этого условия создается специальный модулирующий сигнал. Процесс создания сигнала поясняется на рис. 15.1.13, где в качестве канальных сигналов приняты моногармоники s1 и s2.

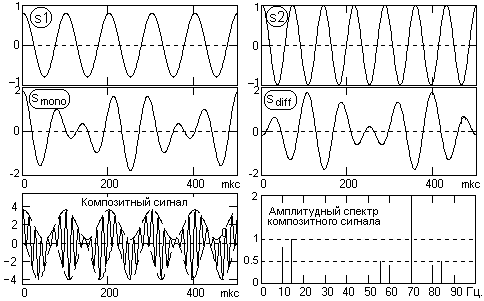


Рис. 15.1.13. Полярная модуляция.

Специальный модулирующий сигнал формируется из двух сигналов - монофонического и разностного. Монофонический сигнал образуется суммой сигналов в каналах, разностный – разностью сигналов:

smono(t) = s1(t) + s2(t),

sdiff(t)= s1(t) - s2(t),

что позволяет восстанавливать исходные сигналы каналов:

s1(t)=(smono(t)+sdiff(t))/2,

s2(t) = (smono(t) - sdiff(t))/2.

Монофонический сигнал является основным и не изменяется по частоте, что позволяет принимать его монофоническим приемникам. Для одновременной передачи разностного сигнала монофонический сигнал суммируется с *поднесущей* частотой sc (subcarrier), которая располагается за звуковым диапазоном частот монофонических приемников (в области ультразвука), и модулируется разностным сигналом (с установкой коэффициента модуляции значением смещения Ао):

s(t) = smono(t) + (Ao + sdiff(t))·cos sct.

Полученный сигнал называют *композитным стереосигналом*. Именно он используется в качестве модулирующего сигнала для любого метода модуляции, в том числе и для угловой модуляции, которая будет рассматриваться ниже. Как видно на рис. 15.1.13, верхняя и нижняя огибающие композитного сигнала с точностью до постоянной составляющей соответствуют первому и второму сигналу стереоканалов, что позволяет достаточно просто выделять эти сигналы на приемной стороне. На практике поднесущую частоту композитного сигнала обычно частично или целиком подавляют. Подавление поднесущей выполняется изменением значения смещения Ао→0, при этом разностный сигнал переходит в режим перемодуляции, а динамический диапазон амплитуд композитного сигнала уменьшается в два раза.

**15.2. Сигналы с угловой модуляцией [1,25].**

При угловой модуляции (angle modulation) в несущем гармоническом колебании u(t) = Umcos(t+) значение амплитуды колебаний Um остается постоянным, а информация s(t) переносится либо на частоту , либо на фазовый угол . И в том, и в другом случае текущее значение фазового угла гармонического колебания u(t) определяет аргумент ψ(t) = t+, который называют *полной фазой* колебания.

***Фазовая модуляция*** (ФМ, phase modulation - PM).При фазовой модуляции значение фазового угла (t) несущей частоты колебаний o пропорционально амплитудемодулирующего сигнала s(t). Уравнение ФМ – сигнала:

u(t) = Um cos[ot + (t)], (t) =  s(t). (15.2.1)

Коэффициент пропорциональности  называется индексом фазовой модуляции. Полная фаза колебаний несущей в текущие моменты времени соответственно определяется выражением:

(t) = 0t + s(t).

Пример однотонального ФМ – сигнала приведен на рис. 15.2.1. При s(t) = 0, ФМ – сигнал является простым гармоническим колебанием и показан функцией uo(t). С увеличением значений s(t) полная фаза колебаний ψ(t) нарастает быстрее и опережает линейное нарастание ot. Соответственно, при уменьшении значений s(t) скорость роста полной фазы во времени спадает. В моменты экстремальных значений s(t) абсолютное значение фазового сдвига  между ФМ – сигналом и значением ot немодулированного колебания также является максимальным и носит название *девиации фазы.*

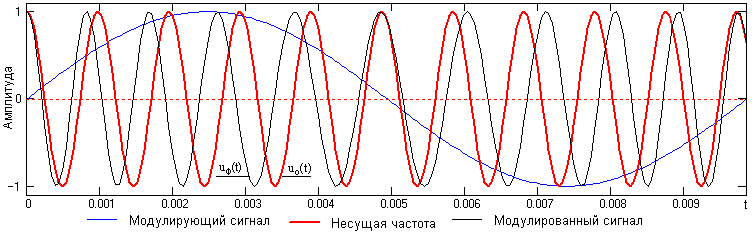


Рис. 15.2.1. Фазомодулированный сигнал.

Для колебаний с угловой модуляцией применяется также понятие мгновенной частоты (instantaneous frequency), под которой понимают производную от полной фазы по времени:

ω(t) = ψ(t)/dt = ωo +  ds(t)/dt.

Полная фаза колебаний в произвольный момент времени может быть определена интегрированием мгновенной частоты:

ψ(t) =ω(t) dt +o,

где o = const – произвольная постоянная интегрирования.

***Частотная модуляция*** (ЧМ, frequency modulation - FM) характеризуется линейной связью модулирующего сигнала с мгновенной частотой колебаний, при которой мгновенная частота колебаний образуется сложением частоты высокочастотного несущего колебания o со значением амплитуды модулирующего сигнала с определенным коэффициентом пропорциональности  - девиацией частоты:

(t) = o + ⋅s(t). (15.2.2)

Соответственно, полная фаза колебаний:

tωo(t) + s(t) dt +o,



Уравнение ЧМ – сигнала:

u(t) = Um cos(ωot+s(t) dt +o). (15.2.3)



Частотная и фазовая модуляция взаимосвязаны. Если изменяется начальная фаза колебания, изменяется и мгновенная частота, и наоборот. По этой причине их и объединяют под общим названием ***угловой модуляции*** (УМ). По форме колебаний с угловой модуляцией невозможно определить, к какому виду модуляции относится данное колебание, к ФМ или ЧМ, а при достаточно гладких функциях s(t) формы сигналов ФМ и ЧМ вообще практически не отличаются.

***Однотональная угловая модуляция.*** Рассмотрим гармонический модулирующий сигнал с постоянной частотой колебаний ω. Начальная фаза ФМ колебаний:

(t) =  sin t,

где  - индекс угловой модуляции (modulation index), которым задается интенсивность колебаний начальной фазы. Полная фаза модулированного сигнала с учетом несущей частоты ωо:

tot +  sin t.

Уравнение модулированного сигнала:

u(t) = Um cos(ot +  sin t). (15.2.4)

Мгновенная частота колебаний:

ω(t) = d(t)/dt = o +  cos t.

Как следует из этих формул, и начальная фаза, и мгновенная частота изменяется по гармоническому закону. Максимальное отклонение от среднего значения ωо характеризует девиацию частоты (frequency deviation) при ФМ модуляции и равно ωd = . Отсюда, индекс угловой модуляции равен отношению девиации частоты к частоте модулирующего сигнала:

 = ωd/ (15.2.5)

Для ЧМ колебаний начальная фаза сигнала определяется выражением:

(t) =  sin t,

а мгновенная частота колебаний выражением:

to +  cos t.

Соответственно, полная фаза и уравнение модулированного сигнала:

(t) = d(t)/dt = ot +  cos t,

u(t) = Um cos (t)t).

Различия между частотной и фазовой модуляцией проявляются при изменении частоты  модулирующего сигнала.

При фазовой модуляции девиация частоты прямо пропорциональна , а индекс угловой модуляции от частоты модулирующего сигнала не зависит:

 = const, ωd =

Напротив, при ЧМ постоянным параметром модуляции является девиация частоты, при этом индекс модуляции обратно пропорционален частоте модулирующего сигнала:

ωd = const,  = ωd/

***Спектры сигналов с угловой модуляцией.***

Формулу (15.2.4) однотональной модуляции можно преобразовать к виду:

u(t) = Umcos(⋅sin(t)) cos(ot) - Umsin(⋅sin(t)) sin(ot). (15.2.6)

При малых значениях индекса угловой модуляции (<<1, узкополосная модуляция) имеют место приближенные равенства:

cos(⋅sin t) ≈ 1, sin(⋅sin t) ≈ ⋅sin ot.

При их использовании в (15.2.6), получаем:

u(t) ≈ Umcos ot + (Um/2) cos[(o+)t] + (-Um/2) cos[(o-)t]. (15.2.7)

Сравнение данного выражения с формулой АМ – сигнала (15.1.4) позволяет сделать вывод, что амплитудные спектры однотональных ФМ и ЧМ сигналов при <<1 практически аналогичны АМ сигналам и также содержат верхнюю и нижнюю боковые частоты o+ и o- Различие заключается только в смене знака амплитуды нижней боковой частоты на минус, т.е. в дополнительном фазовом сдвиге нижней боковой частоты на 1800 относительно верхней боковой частоты. Соответственно, гармонические АМ сигналы могут быть трансформированы в ЧМ сигналы изменением на 180о начальной фазы одной из боковых полос. Заметим также, что при малых значениях индекса  основная мощность сигнала (как и в АМ) приходится на несущую частоту.

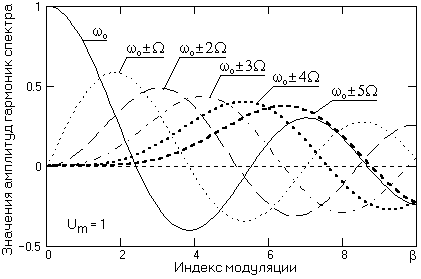


Рис. 15.2.2. Амплитуды гармоник сигналов с угловой модуляцией.

Математическая модель однотональных ЧМ и ФМ сигналов с любым значением индекса модуляции  в общем случае получается разложением функции (15.2.4) в следующий ряд:

u(t)=UmJk() cos[(o+k)t],



где Jk() – функция Бесселя k-го индекса от аргумента . Из этого уравнения следует, что спектр сигнала содержит бесконечное число составляющих - нижних и верхних боковых колебаний, с частотами o±k которые соответствуют гармоникам частоты модуляции, и с амплитудами, пропорциональными значениям Jk(). Амплитуды пяти первых гармоник и несущей частоты при Um=1 в зависимости от индекса модуляции приведены на рис. 15.2.2.

При малой величине индекса  значимые амплитудные значения имеют только первые гармоники. С ростом величины  количество значимых боковых составляющих увеличивается, а энергия сигнала перераспределяется на боковые составляющие. Функции Бесселя имеют колебательный характер, поэтому спектр при удалении от несущей частоты ωо спадает немонотонно. На рис. 15.2.2 можно также видеть, что при определенных значениях индекса модуляции (2.405, 5.52, 8.654 и т.д.) несущая частота o в спектре сигнала полностью отсутствует. Форма амплитудный спектров модулированных сигналов при разных индексах модуляции приведена на рис. 15.2.3.

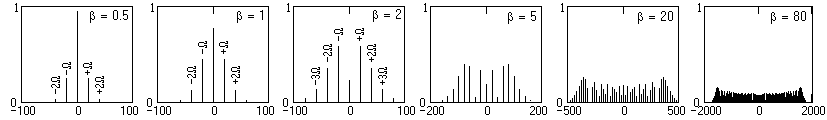


Рис. 15.2.3. Модули спектров ЧМ сигнала при разных индексах модуляции.

(несущая частота 2500 Гц, гармоника модуляции 25 Гц, шкала частот в Гц относительно несущей)

С ростом индекса модуляции полоса частот, занимаемая сигналом, расширяется. Практическая ширина спектра сигнала с угловой модуляцией определяется по формуле:

Ппракт = 2(+1), (15.2.8)

т.е. спектральными составляющими с номерами k>(+1) пренебрегают. Формирование реальных сигналов, как правило, выполняется при >>1, при этом эффективная ширина спектра равна удвоенной девиации частоты:

Ппракт ≈ 2d. (15.2.9)

Отсюда следует, что по сравнению с АМ – сигналами, полоса частот которых равна 2, для передачи сигналов с угловой модуляцией требуется полоса частот, в  раз большая. С другой стороны, именно широкополосность ЧМ и ФМ сигналов обеспечивает их большую помехоустойчивость по сравнению с АМ сигналами.

***Сигналы с многотональной угловой модуляцией*** отличаются еще большей сложностью спектрального состава. В их спектре присутствуют не только боковые частоты с гармониками частот модулирующего сигнала, но и боковые комбинационные частоты типа o±1±2± ...i, со всеми возможными комбинациями частот модулирующего сигнала i. При непрерывном спектре модулирующего сигнала спектры ЧМ и ФМ сигналов также становятся непрерывными.

***Демодуляция УМ – сигналов***много сложнее демодуляции сигналов АМ.

При демодуляции записанных в ЗУ цифровых сигналов обычно используется метод формирования комплексного аналитического сигнала с помощью преобразования Гильберта:

ua(t) = u(t) + j uh(t),

где uh(t) – аналитически сопряженный сигнал или квадратурное дополнение сигнала u(t), которое вычисляется сверткой сигнала u(t) с оператором Гильберта (1/πt):

uh(t) = (1/π)u(t') dt'/(t-t').



Полная фаза колебаний представляет собой аргумент аналитического сигнала:

targ(ua(t)).

Дальнейшие операции определяются видом угловой модуляции. При демодуляции ФМ сигналов из фазовой функции вычитается значение немодулированной несущей ωоt:

(t) = (t) - ωot.

При частотной модуляции фазовая функция дифференцируется с вычитанием из результата значения частоты ωо:

(t) = d(t)/dt - ωo.

В принципе, данный метод может применяться и в реальном масштабе времени, но с определенной степенью приближения, поскольку оператор Гильберта слабо затухает.

При демодуляции в реальном масштабе времени используется квадратурная обработка, при которой входной сигнал умножается на два опорных колебания со сдвигом фазы между колебаниями в 90о:

u1(t) = u(t) cos ωot = Um cos(ωot+(t) cos ωot = ½ Um cos t) + ½ cos(2ot+(t)),

u2(t) = u(t) sin ωot = Um cos(ωot+(t) sin ωot = - ½ Um sin t) + ½ sin(2ot+(t)).

Из этих двух сигналов фильтрами низких частот выделяются низкочастотные колебания, и формируется аналитический сигнал:

ua(t) = ½ Um cos t) - ½j Um sin t).

Аргумент этого аналитического сигнала, как и в первом случае, представляет полную фазу колебаний, обработка которой выполняется аналогично.

***Квадратурная модуляция*** позволяет модулировать несущую частоту одновременно двумя сигналами путем модуляции амплитуды несущей одним сигналом, и фазы несущей другим сигналом. Уравнение результирующих колебаний амплитудно-фазовой модуляции:

s(t) = u(t) cos(ωot+(t)).

Сигнал s(t) обычно формируют в несколько другой последовательности, с учетом последующей демодуляции. Раскроем косинус суммы и представим сигнал в виде суммы двух АМ-колебаний.

s(t) = u(t) cos ωot·cos (t) – u(t) sin ωot·sin (t).

При a(t) = u(t) cos (t) и b(t) = -u(t) sin (t), сигналы a(t) и b(t) могут быть использованы в качестве модулирующих сигналов несущих колебаний cos ωot и sin ωot, сдвинутых по фазе на 90о относительно друг друга:

s(t) = a(t) cos ωot + b(t) sin ωot.

Полученный сигнал называют квадратурным (quadrature), а способ модуляции - *квадратурной* модуляцией (КАМ).

Спектр квадратурного сигнала может быть получен непосредственно по уравнению балансной модуляции (15.1.17) для суммы двух сигналов:

S(ω) = ½ A(ω+ωo) + ½ A(ω-ωo) – ½j B(ω+ωo) + ½j B(ω-ωo).

Демодуляция квадратурного сигнала соответственно выполняется умножением на два опорных колебания, сдвинутых относительно друг друга на 90о:

s1(t) = s(t) cos ωot = ½ a(t) + ½ a(t) cos 2ωot + ½ b(t) sin 2ωot,

s2(t) = s(t) sin ωot = ½ b(t) + ½ a(t) sin 2ωot - ½ b(t) cos 2ωot.

Низкочастотные составляющие a(t) и b(t) выделяются фильтром низких частот. Как и при балансной амплитудной модуляции, для точной демодуляции сигналов требуется точное соблюдение частоты и начальной фазы опорного колебания.

***Пример моделирования квадратурной модуляции в системе Mathcad.***

Моделирование выполняется в дискретной форме.

N := 2999 n := 0 .. N t := 0.001 'Интервал и шаг дискретизации (в сек).

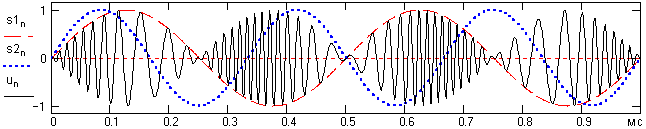
f0 := 50 f1 := 2 f2 := 3 'Частоты в Гц несущей, первого и второго сигналов.

s1n := sin(2··f1·n·t) 'Первый модулирующий сигнал (моногармоника с амплитудой 1).

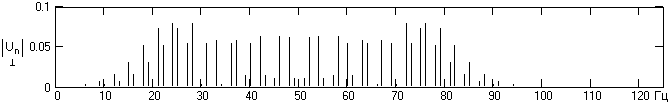
s2n := sin(2··f2·n·t) 'Второй модулирующий сигнал (моногармоника с амплитудой 1).

10 n := ·s2n  'Перенос информации s2n на фазу

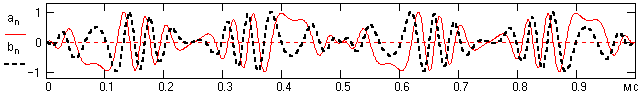
un := s1n·cos(2··f0·n·t+n) 'Амплитудно-фазовая модуляция



U := CFFT(u) f := 1/[(N+1)·t] 'БПФ и шаг по частоте



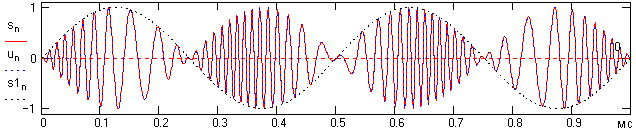
an := s1n·cos(n) bn := s1n·sin(n) 'Формирование модулирующих сигналов



sn := an·cos(2··f0·n·t) + bn·sin(2··f0·n·t) 'Квадратурный сигнал. Сравнением с сигналом

'un нетрудно убедится в их идентичности,

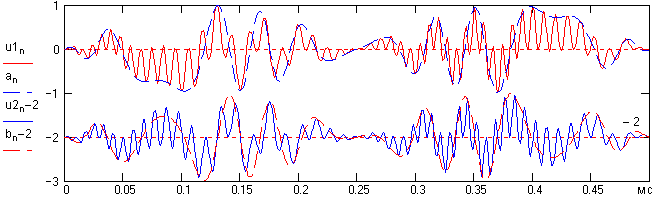
'а, следовательно, идентичны и их спектры.



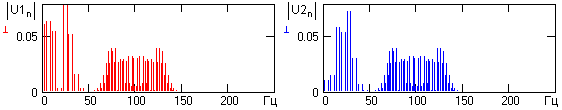
***Демодуляция квадратурного сигнала.***

u1n := sn·cos(2··f0·n·t) 'Раздельная синхронная демодуляция сигналов an и bn. Графики

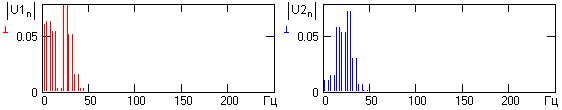
u2n := sn·sin(2··f0·n·t) 'сигналов u2n и bn смешены на -2 для представления в одном поле.



U1 := CFFT(u1) U2 := CFFT(u2) 'Спектры сигналов, БПФ.



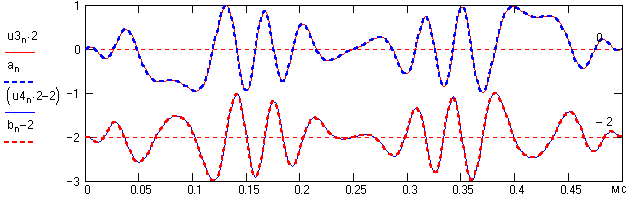
M := 50/f m := M .. N+1-M U1m := 0 U2m := 0 'Удаление высоких частот (после 50 Гц).



u3 := ICFFT(U1) u4 := ICFFT(U2) 'ОБПФ оставшихся низких частот спектра. На графиках

'амплитуды сигналов u3n и u4n увеличены в 2 раза

'для сопоставления c исходными сигналами an и bn.



**15.3. Внутриимпульсная частотная модуляция [1].**

Сигнал с внутриимпульсной частотной модуляцией – это радиоимпульс, высокочастотное заполнение которого имеет переменную частоту.

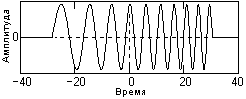


Рис. 15.3.1. ЛЧМ – сигнал.

***ЛЧМ – сигналы.*** Если закон изменения мгновенной частоты заполнения имеет линейный характер, то такие сигналы носят название ЛЧМ – сигналов (линейная частотная модуляция). Наиболее широкое применение они получили в радиолокации. Пример ЛЧМ – сигнала с огибающей прямоугольной формы приведен на рис. 15.3.1.

ЛЧМ – сигналы имеют одно замечательное свойство. Если сигнал подать на частотно-зависимую линию задержки, время задержки сигнала которой велико на малых частотах (в начальной части ЛЧМ – сигнала) и уменьшается по мере нарастания частоты в ЛЧМ – сигнале, то на выходе такой линии происходит "сжатие" сигнала в один период высокочастотного колебания путем суммирования амплитудных значений всех периодов сигнала. При этом происходит увеличение амплитуды выходного сигнала и уменьшение статистических шумов, так как суммируемые одновременно по этим же периодам шумы не коррелированны.

Для модели радиоимпульса с прямоугольной огибающей примем его длительность равной и, а точку t = 0 поместим в центр радиоимпульса. Допустим также, что частота заполнения линейно нарастает от начала импульса к его концу со скоростью  (с-2), при этом:

 

Девиация частоты за время длительности импульса и полная фаза сигнала:

 = ⋅и. (15.3.2)

(t) = ot +  t2/2. (15.3.3)

Уравнение ЛЧМ – сигнала:

u(t) = (15.3.4)



***Спектр прямоугольного ЛЧМ – сигнала*** вычисляется через преобразование Фурье. Девиация частоты за время длительности импульса по сравнению с несущей частотой обычно мала ( << o) и форма спектра зависит от так называемой базы импульса:

В = ⋅и = ⋅и2. (15.3.5)

На рис. 15.3.2 приведен пример формы спектральной плотности ЛЧМ – сигнала при малом значении базы в области несущей частоты сигнала.

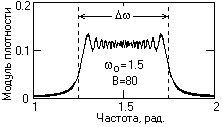
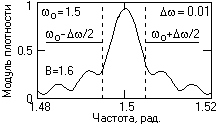


Рис.15.3.2. Спектр ЛЧМ- сигнала. Рис. 15.3.3. Спектр при B>>1.

На практике значение базы сигналов обычно много больше 1. Увеличение базы сопровождается расширением полосы спектра , при этом в пределах этой полосы модуль спектральной плотности практически постоянен и равен Um⋅. Пример спектра приведен на рис. 15.3.3.



**15.4. импульсно – модулированные сигналы.**

В импульсной модуляции в качестве носителя модулированных сигналов используются последовательности импульсов, как правило – прямоугольных. В беспроводных системах передачи данных (в радиосвязи) эти последовательности заполняются высокочастотными колебаниями, создавая тем самым двойную модуляцию. Как правило, эти виды модуляции применяются при передаче дискретизированных данных. Для прямоугольных импульсов наиболее широко используются амплитудно-импульсная (АИМ) и широтно-импульсная (ШИМ) модуляция.

***Амплитудно-импульсная модуляция*** (АИМ) заключается в изменении приращения амплитуды импульсов пропорционально функции управляющего сигнала при постоянной длительности импульсов и периоде их следования:

U(t) = Uo + k·s(t), и = const, T = const. (15.4.1)

Спектр АИМ рассмотрим на примере модулирования однотонального сигнала s(t), приведенного на рис. 15.4.1. Напишем уравнение модулированного сигнала в следующей форме:

u(t) = (1+M cos t)·f(t), (15.4.2)

где f(t) – периодическая последовательность прямоугольных импульсов с частотой o, которую можно аппроксимировать рядом Фурье (без учета фазы):

f(t) = Uo +Un cos not. (15.4.3)



Подставляя (15.4.3) в (15.4.2), получаем:

u(t) = (1+M cos t)Uo+Un cos not ·(1+M cos t)



u(t) = Uo + UoM cos t +Un cos not +



+ 0.5MUn cos (no+)t + 0.5MUn cos (no-)t. (15.4.2)



Форма спектра, в начальной части спектрального диапазона, приведена на рис. 15.4.1. В целом, спектр бесконечен, что определяется бесконечностью спектра прямоугольных импульсов. Около каждой гармоники no спектра прямоугольных импульсов появляются боковые составляющие no±, соответствующие спектру моделирующей функции (при многотональном сигнале – боковые полосы спектров). При дополнительном высокочастотном заполнении импульсов весь спектр смещается в область высоких частот на частоту заполнения.

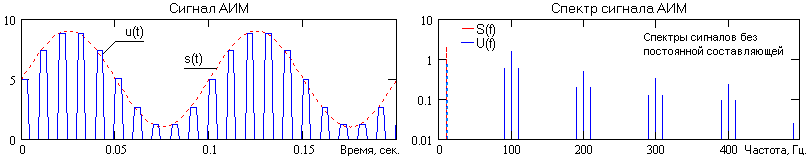


Рис. 15.4.1.

***Широтно-импульсная модуляция* (**ШИМ, в английской терминологии pulse width modulation, PWM), которую иногда называют *модуляцией по длительности импульсов (ДИМ),*  заключается в управлении длительностью импульсов пропорционально функции управляющего сигнала при постоянной амплитуде импульсов и периоде следования по фронту импульсов:

(t) = to + k·s(t), U = const, T = const. (15.4.3)

Рассмотрим выполнение ШИМ в простейшем варианте на примере гармонического колебания, приведенного на рис. 15.4.2.

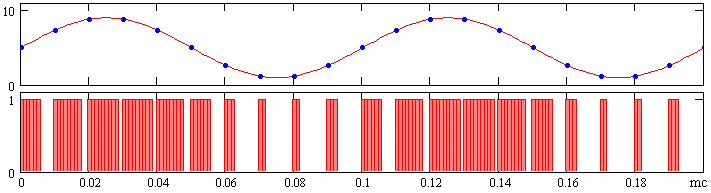


Рис. 15.4.2. Широтно-импульсная модуляция.

Передаваемая кривая дискретизируется, при этом имеет значение, как интервал дискретизации, так и количество уровней квантования. При передаче данных прямоугольные импульсы начинаются в моменты дискретных отсчетов данных, а длительность импульсов устанавливается пропорциональной значению отсчетов, при этом максимальная длительность импульсов не должна превышать интервала дискретизации данных. Пример сформированных импульсов приведен на рис. 15.4.2 непосредственно под дискретизированной гармоникой, при этом число уровней квантования гармоники принято равным 8.

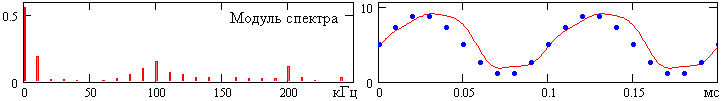


Рис. 15.4.3. Спектр ШИМ – сигнала. Рис. 15.4.4. Восстановленный сигнал.

На рис. 15.4.3 приведен спектр сформированного сигнала ШИМ. В начальной части спектра он содержит постоянную составляющую среднего уровня сигнала и пик частоты гармоники, закодированной в ШИМ – сигнале. Если выделить из спектра эти две составляющие, то восстанавливается исходный сигнал с погрешностью квантования, приведенный на рис. 15.4.4. Естественно, что при малом числе уровней квантования погрешность восстановления исходного гармонического сигнала очень велика.

Попутно заметим, что широтно-импульсная модуляция с последующим выделением постоянной составляющей может весьма эффективно использоваться (и используется) для слежения за средним уровнем сигнала и автоматического регулирования его динамического диапазона, как, например, в системах установки громкости звука и яркости цветов и изображения в целом в современных телевизионных установках.

***Временная импульсная модуляция*** (ВИМ) представляет собой девиацию импульсов по временной оси по закону модулирующего сигнала, и по существу аналогична угловой модуляции гармонической несущей. Она также может быть фазовой (ФИМ) или частотной (ЧИМ).

***Кодово-импульсная модуляция*** заключается в том, что в точках дискретизации модулирующего сигнала производится квантование его значений и кодирование квантованных значений, как правило, в двоичной системе исчисления. Кодированные значения затем передаются при помощи соответствующей кодовой последовательности стандартных символов.

**15.5. Модуляция символьных и кодовых данных [25].**

В настоящее время информация передается по каналам связи в основном в цифровой форме. Числа при передаче с периодом Т поступают от источника информации и называются *символами* (symbol), а частота передачи символов – *символьной скоростью* (symbol rate) fT=1/T.

Символьные последовательности являются дискретными квантованными сигналами, которые формируются следующим образом. Весь диапазон сигнала s(t) делится на Qs разрешенных уровней с некоторым шагом q. Сигнал s(t) дискретизируется с равномерным шагом, а мгновенные значения отсчетов сигнала округляются до ближайшего разрешенного уровня Qs(t). Полученный сигнал называется квантованным АИМ (КАИМ). Значения сигнала Qs(t) отличаются от s(t) на так называемый шум квантования, которым определяется погрешность восстановления исходного сигнала. С увеличением числа уровней квантования шум квантования уменьшается. Наличие шума является недостатком цифровых методов передачи, однако она открывает и новые возможности передачи. В частности, зная всю шкалу разрешенных уровней на приеме, можно "очистить" сигнал от внешних помех, если их уровень меньше 0,5q. Каждому из возможных символов Qs устанавливается определенный набор параметров несущего колебания, которые поддерживаются постоянными на интервале Т до прихода следующего символа. Это означает преобразование последовательности чисел в ступенчатый сигнал (кусочно-постоянная интерполяция) который используется в качестве модулирующего сигнала. Соответственно, параметры несущего колебания, на которые переносится ступенчатый сигнал, также меняются скачкообразно. Такой способ модуляции несущей называется манипуляцией (keying), и может выполняться с использованием всех рассмотренных методов модулирования.

***Амплитудно-манипулированные сигналы*** простейшего типа представляют собой последовательности радиоимпульсов, разделенные паузами. Такие сигналы используются в радиотелеграфии и в системах передачи дискретных данных. Форма огибающей радиоимпульсов в общем случае может быть произвольной, паузы могут отличаться по длительности от радиоимпульсов.

На рис. 15.5.1. приведен пример амплитудно-манипулированного сигнала:

u(t) = Um⋅cos 2fot,

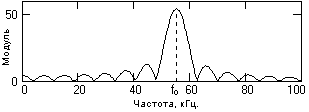
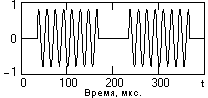


Рис. 15.5.1. АМП-сигнал. Рис. 15.5.2. Модуль спектра АМП-сигнала.

с прямоугольной П-формой огибающей. Соответственно, в частотной области спектр АМП – сигнала образуется сверткой спектра огибающей функции (в данном случае – спектра прямоугольного импульса) со спектром косинусного колебания (дельта - функции на частоте fo). Модуль спектральной плотности сигнала приведен на рис. 15.5.2. Спектр прямоугольного импульса довольно слабо затухает и простирается неограниченно далеко, а поэтому его использование в качестве огибающей АМП - сигнала не рекомендуется, хотя и является наиболее простым по техническому исполнению.

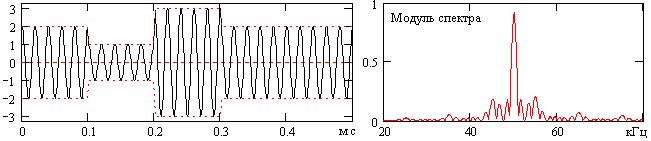


Рис. 15.5.3. Рис. 15.5.4.

На рис. 15.5.3. приведен пример формы классического АМП сигнала при передаче нескольких символов, каждому из которых соответствует индивидуальная амплитуда несущей частоты при постоянной длительности интервалов посылки. Модуль спектра сигнала приведен на рис. 15.5.4 и тоже имеет достаточно большую ширину значимой части спектра вокруг несущей частоты.

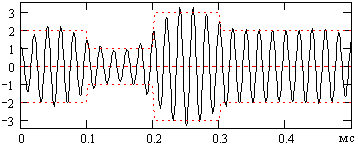


Рис. 15.5.5.

Естественно, что при передаче данных частотный диапазон канала передачи данных ограничивается значимой частью спектра, ширина которого устанавливается по допустимой степени искажения приемных сигналов. Степень искажения сигналов существенно зависит от длительности посылок. Пример искажения вышеприведенного сигнала при ограничении спектра интервалом 40-60 кГц приведен на рис. 15.5.5.

***Угловая манипуляция*,** как правило, использует частотные методы модулирования, в которых каждому возможному значению передаваемого символа сопоставляется индивидуальное значение частоты гармонической несущей. При этом в точках сопряжения интервалов посылок могут происходить скачки напряжения, с соответствующим усложнением спектра модулированного сигнала. Самый простой способ – синусоидальное начало несущей на каждом интервале с кратным количеством периодов несущей в посылке. При более сложных способах, независимых от точного сопряжения несущих частот с интервалами посылок, осуществляется управление скоростью изменения фазы несущих на границах посылок.

Демодуляция сигналов осуществляется корреляционными методами. Сущность методов – вычисление взаимной корреляции между принимаемым сигналом и набором опорных частот, используемых при модулировании, с идентификацией символов по максимумам взаимной корреляции.

Для повышения помехоустойчивости передачи данных желательно, чтобы разносимвольные посылки были некоррелированны. Если для бинарных символов 0 и 1 принять частоты посылок равными

s0(t) = cos o(t), s1(t) = cos 1(t),

то их ВКФ при нулевом временном сдвиге определится выражением:

B01(0) =s0(t) s1(t) dt = ½ (sin (ω1+ωo)T)/(ω1+ωo) + ½ (sin (ω1-ωo)T)/(ω1-ωo).



При (ω1+ωo)T >> 1 первым слагаемым можно пренебречь, оно много меньше второго. А второе слагаемое обращается в нуль при (ω1+ωo)T = πk, где k = 1, 2, ... – целое число. Отсюда, минимальное значение между частотами манипуляции для некоррелированных посылок определяется выражениями:

ωmin = /T, fmin = 1/2T = fT/2,

где fT – символьная скорость.

Фазовая манипуляция применяется значительно реже, в связи со значительными сложностями измерения абсолютных значений начальных фаз в посылках. Проще определяется относительный фазовый сдвиг в соседних посылках, поэтому обычно используется фазоразностная манипуляция.

**литература**

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов.- М.: Высшая школа, 1988.

25. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2003. – 608 с.

**Главный сайт автора ~ Лекции по сигналам ~ Практикум**

О замеченных ошибках и предложениях по дополнению: **davpro@yandex.ru.**

**Copyright ©2008 Davydov А.V.**