

Министерство науки и образования
Московский авиационный институт
(государственный технический университет)

Лабораторная работа
«Когерентный и некогерентный поэлементный (посимвольный)
прием»
(сокращенное название «Приемники»)

Авторы:

Баранников Л.Н.
Саркисов Д.Б.

Утверждено на заседании каф.402

2 июля 2007г.

Москва 2007

В теории оптимального приема дискретных радиосигналов различают два вида приема: когерентный и некогерентный. Когерентный прием применяется в том случае, когда все принимаемые сигналы длительностью T_s из ансамбля N используемых сигналов известны в точке приема, включая знание (или определение с необходимой точностью) начальной фазы принимаемого несущего колебания. Задача приемника состоит в том, чтобы определить, какой из N возможных сигналов поступил на его вход в данный тактовый интервал, кратный T_s . Если любой из N полностью известных сигналов $X_i(t)$ с равной энергией, где $i = 1, 2, \dots, N$, принимается на фоне аддитивных белых гауссовых шумов $n(t)$, то оптимальный приемник должен содержать N каналов, в каждом i – том канале которого в известные тактовые моменты времени окончания сигналов вычисляется значение (отсчет) функции взаимной корреляции принимаемой смеси $Y(t)$ шума и эталонного сигнала $X_i(t)$.

$$Y(t) = X_i(t) + n(t)$$

Номер канала с максимальной корреляцией будет определять номер принимаемого сигнала. Таким образом, приемник будет содержать N корреляторов и схему выбора канала с максимальной корреляцией, выдающей в каждый тактовый интервал T_s номер принимаемого сигнала. Такой приемник будет обеспечивать наилучшую помехоустойчивость приема, как по критерию максимального правдоподобия, так и по критерию максимума отношения сигнал / шум на выходе приемника.

Из сказанного следует, что если начальная фаза принимаемого несущего колебания неизвестна и (или) изменяются из-за взаимного перемещения передатчика и приемника и нестабильностей работы их синтезаторов частот, то информация о ней должна извлекаться из пришедшего сигнала с помощью системы фазовой автоподстройки частот (ФАПЧ) когерентного приемника. Иначе, т.е. при значительном расхождении фазы принимаемого сигнала $Y(t)$ и фазы опорного сигнала $X_i(t)$, корреляционная обработка невозможна. При некогерентном приеме выделение немодулированной несущей частоты из спектра принимаемого колебания с помощью узкополосных следящих схем ФАПЧ не требуется, что значительно упрощает алгоритмы приема. Однако, при малых отношениях мощности сигнала к мощности шума $P_c / P_{ш} < 1$ на входе приемника, (где P_c – мощность сигнала, $P_{ш}$ – мощность шума), помехоустойчивость некогерентного приема может быть значительно ниже, чем у когерентного приема. Как известно [1], в некогерентном приемнике используется нелинейная обработка смеси сигнала и аддитивного шума, и возникает эффект подавления слабого сигнала сильным шумом. Поэтому, например, в радиосистемах передачи информации (РСПИ) дальнего космоса, работающих (из-за огромных расстояний) при отношении мощности сигнал к мощности шума < 1 , во входной полосе, используется в основном когерентная обработка принимаемых сигналов.

Поэлементный прием

Помехоустойчивость как когерентного, так и некогерентного приема зависит также от выбора ансамбля N дискретных сигналов. При этом следует учитывать, что в цифровых РСПИ различают понятие «поэлементный (посимвольный)» прием и прием «в целом». При поэлементном приеме выносится решение о том, какой элемент (символ) алфавита был передан в последовательности

принимаемых кодовых групп (слов). Так, например, при двоичном блочном кодировании и поэлементном приеме выносится решение о каждом символе блока из n двоичных символов. В этом случае размер ансамбля символов $N = 2^n$, и оптимальный поэлементный когерентный приемник будет содержать только два канала корреляционной обработки радиосигналов, соответствующих логическим символам «0» и «1». Из сказанного ясно, что максимальная помехоустойчивость такого приемника будет достигаться, если взаимно корреляционная функция этих радиосигналов будет минимальна. Минимально возможный нормированный коэффициент взаимной корреляции, равный -1 , достигается при использовании противоположных двоичных сигналов, у которых начальные фазы высокочастотного гармонического заполнения отличаются на 180° . Такие сигналы называют двоичными фазоманипулированными сигналами с индексом фазовой манипуляции равным 180° . Часто в литературе для них используется аббревиатура ФМ-2. Ясно, что такие сигналы можно применять только при когерентной обработке с использованием фазового детектора, в опорный канал которого следует подавать спектральную компоненту несущей частоты принимаемого сигнала, выделяемую следящей системой ФАПЧ. При когерентном поэлементном приеме и двоичном кодировании ($N=2$), кроме ФМн, теоретически могут использоваться сигналы с амплитудной (АМн) и частотной (ЧМн) манипуляцией, если в приемнике используется синхронное детектирование. Однако для таких двоичных сигналов, нормированный коэффициент взаимной корреляции не может достигать минимального значения, равного -1 . Следовательно, эти сигналы будут обладать худшей помехоустойчивостью по сравнению с ФМн при когерентном приеме при примерно одинаковых аппаратных затратах на его реализацию. Поэтому сигналы с АМн и ЧМн находят практическое применение при некогерентном поэлементном приеме, реализуемом более простыми схемами приема без синхронного детектирования и применения ФАПЧ. Естественно, что помехоустойчивость некогерентного приема сигналов будет ниже когерентного при прочих равных условиях.

Прием «в целом»

При приеме «в целом» приемник выносит решение о приеме целиком всего кодового слова, содержащего n информационных символов исходного алфавита. Так, например, при блочном кодировании, ансамбль из n разрядов двоичных информационных символов будет содержать $N = 2^n$ кодовых слов. Соответственно, число каналов когерентной корреляционной обработки такого приемника будет равно $N = 2^n$. Помехоустойчивость подобных приемников теоретически может быть значительно выше помехоустойчивости поэлементного приема при использовании оптимальных кодов для приема в целом и отсутствии ограничений по используемой полосе частот. Такие коды обеспечивают минимальное значение коэффициентов взаимной корреляции между любой парой кодовых слов из ансамбля N кодовых слов. Однако существенный рост числа каналов N корреляционной обработки при увеличении длины блока n ограничивает практическое применение приема «в целом» из-за существенного усложнения приемной аппаратуры.

Поэтому далее рассматриваются только простые схемы некогерентного и когерентного поэлементного приема двоичных сигналов, используемые в цифровых РСПИ.

Практическая реализация схем поэлементного приема Некогерентный прием двоичного сигнала с частотной манипуляцией несущей (КИМ-ЧМн).

Формирование сигнала КИМ-ЧМн и его прием происходит по следующей схеме (смотри рис.1 ниже). Источник сообщения (ИС) выдает сигнал в цифровом виде.

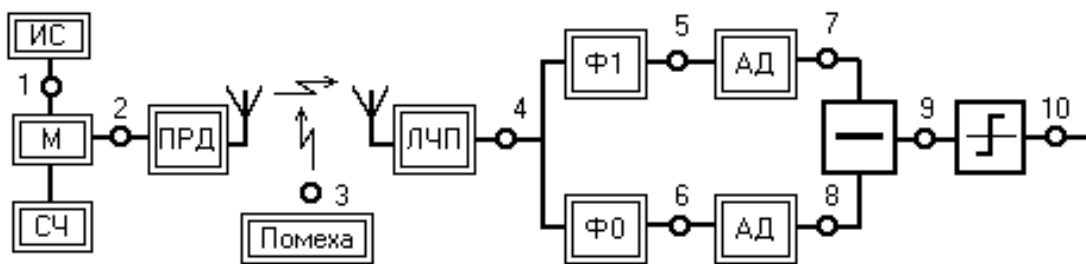


Рис 1. Схема формирования и некогерентного приема сигналов КИМ-ЧМн

В имитационной модели используется меандровое колебание для создания модели потока информационных символов (ИС), длительность которых задается пользователем. Сигнал в точке 1 и его спектр показаны на рис.2 (смотри ниже). Единицы и нули этого сигнала модулируются разными несущими частотами от синтезатора частот (СЧ). Радиосигнал и его спектр в точке 2 показаны на рис. 3. Далее радиосигнал усиливается и передается в эфир. В канале связи на радиосигнал воздействуют помехи, и на приемник приходит аддитивная смесь радиосигнала и помехи. В приемнике радиосигнал проходит через пару согласованных по полосе фильтров (Ф1 и Ф0), настроенных на несущие частоты единицы и нуля соответственно и имеющих полосы, обратно пропорциональные длительности символа (рис. 4). Ширину полосы фильтров можно менять при моделировании.

Далее каждый сигнал демодулируется (рис. 4 и 5), сигналы вычитаются (сигнал в точке 9 на рис.6) и результирующий сигнал поступает на ограничитель-формирователь принятого цифрового сигнала (сигнал в точке 10 на рис.6). Вычитающее устройство и ограничитель-формирователь играют роль решающей схемы, которая выносит решение о поступившем на вход приемника символе в момент его окончания. В схеме для простоты не показаны элементы устройств тактовой синхронизации, необходимой для формирования тактовых моментов окончания символов. Из рис.7 видно, что принятые символы (точка 10) задержаны на длительность символа относительно исходных (точка 1), поскольку решение о значении символа принимается в момент его окончания, чтобы обеспечить максимальное накопление энергии полезного сигнала.

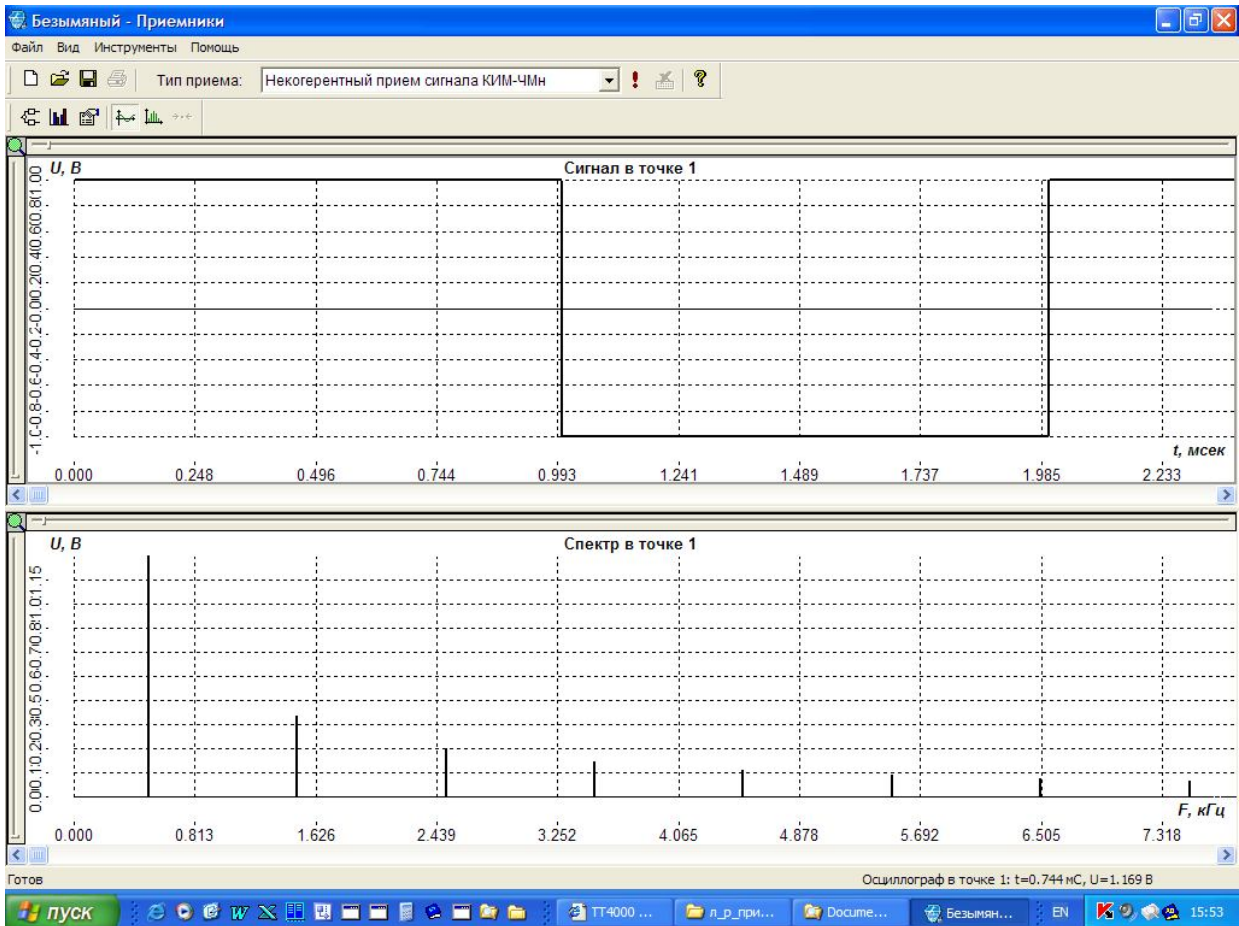


Рис.2 Сигнал КИМ(в модели-меандровое колебание) и его спектр

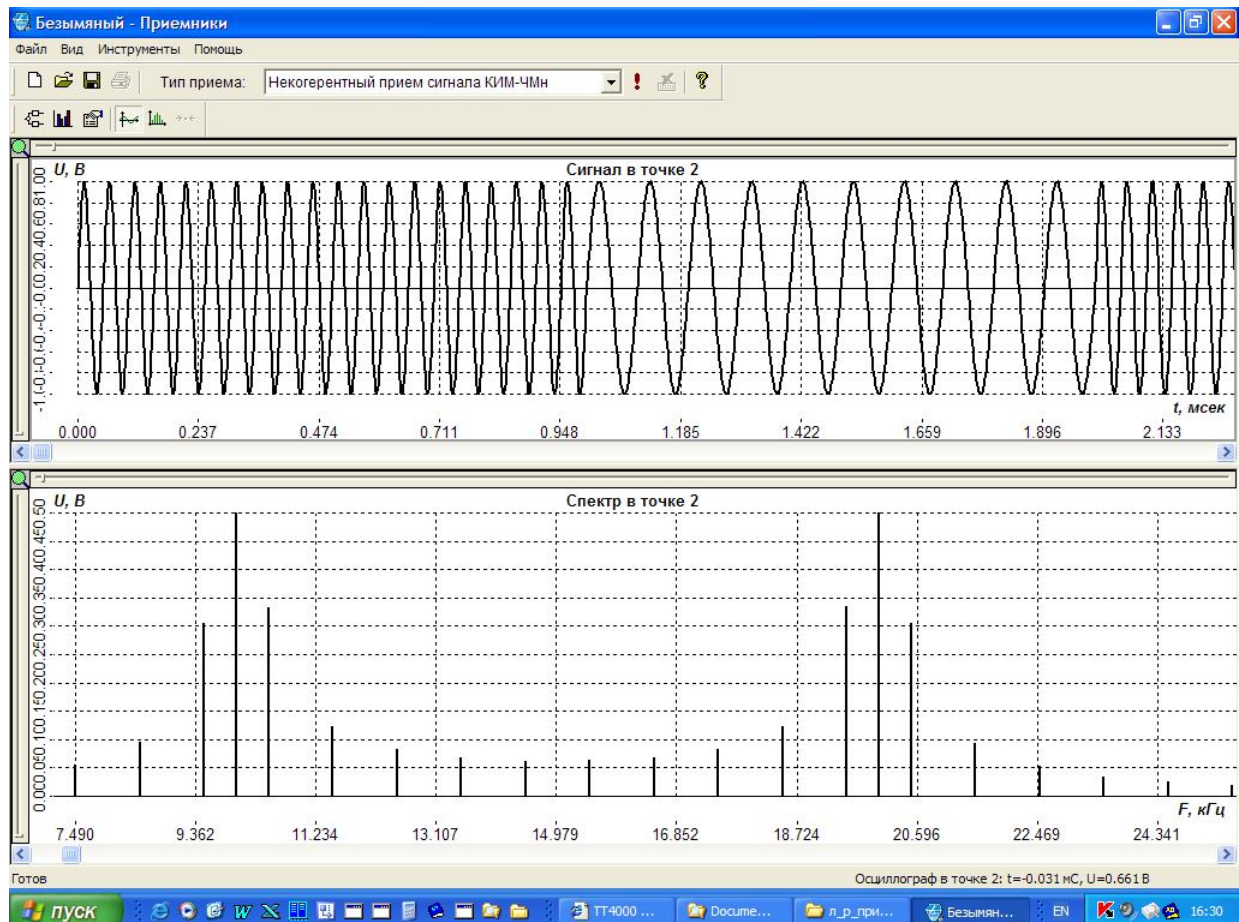


Рис.3 Радиосигнал КИМ-ЧМн и его спектр

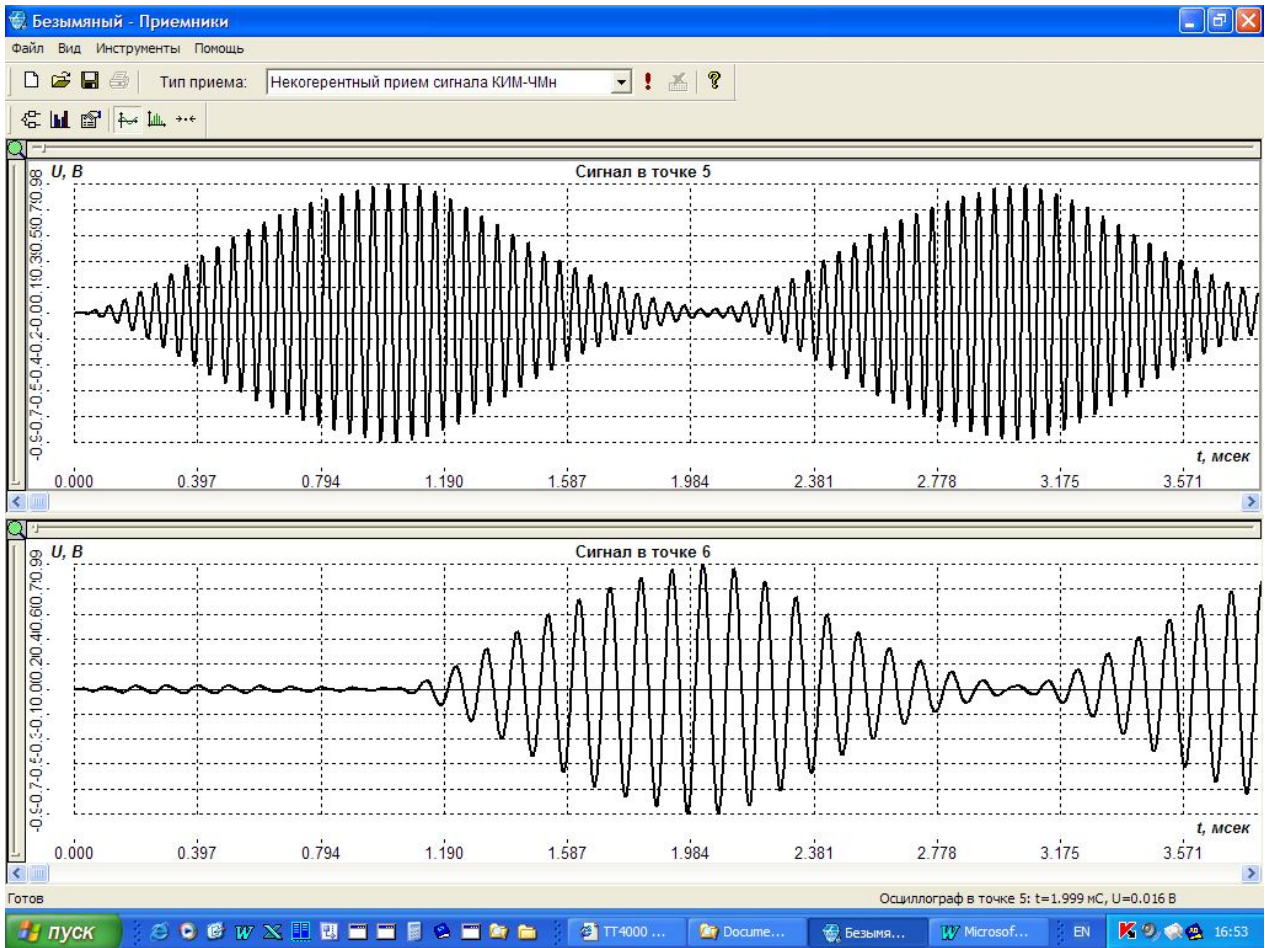


Рис.4 Выходы согласованных фильтров (точки 5 и 6 схемы)

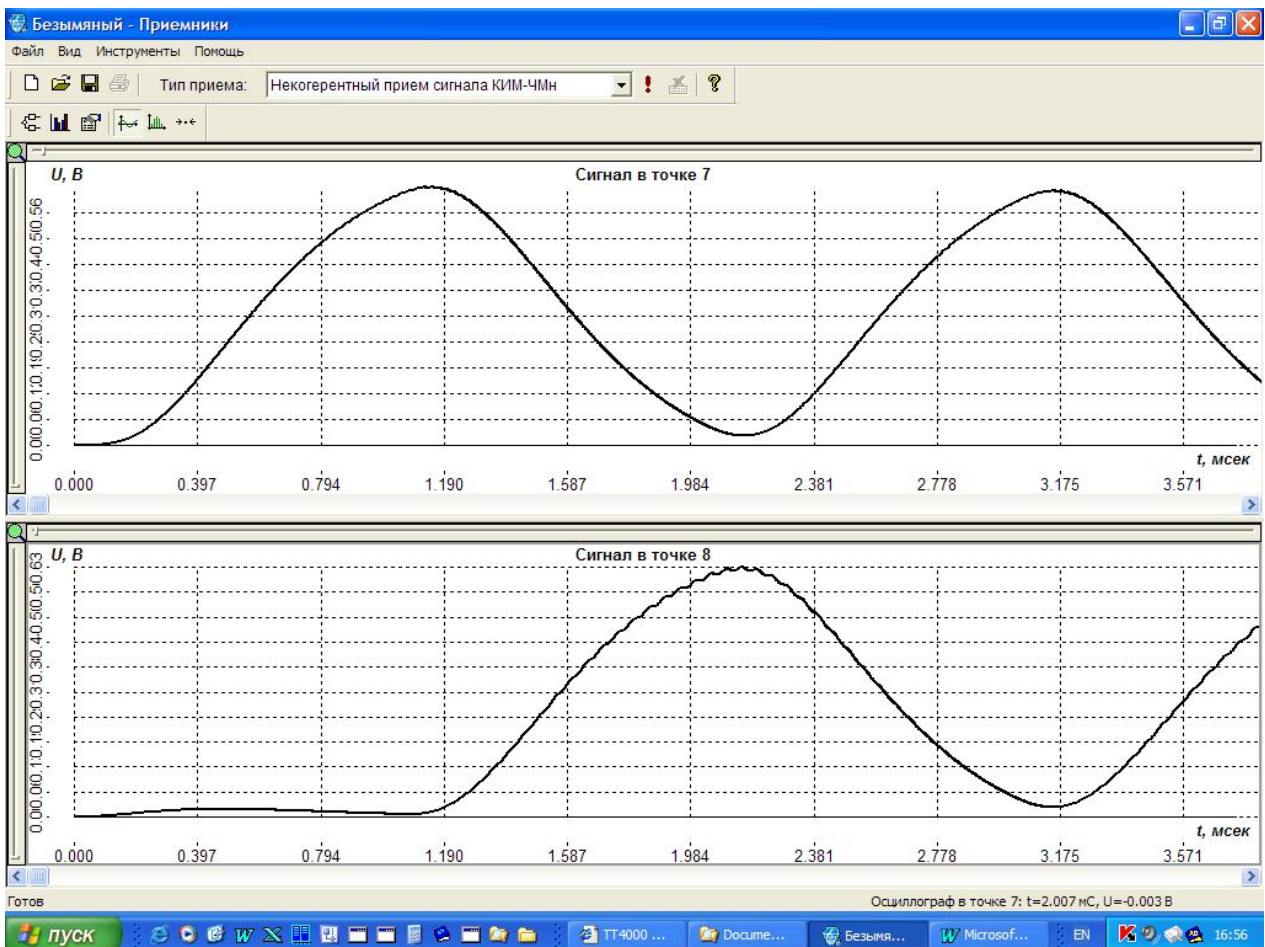


Рис.5 Выходы амплитудных детекторов (точки 7 и 8)

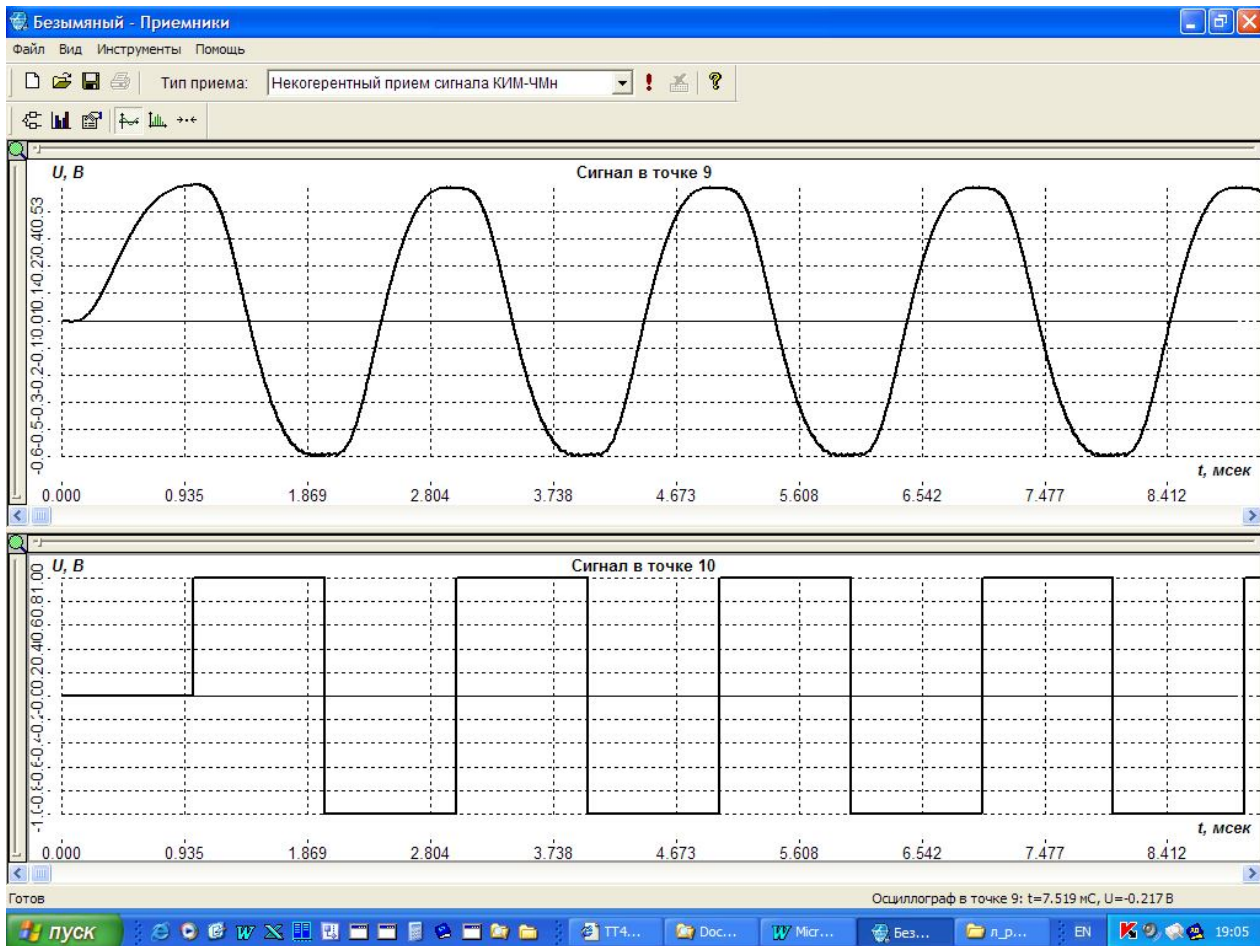


Рис.6 Разностный сигнал (точка 9) и выход решающего устройства (точка 10)

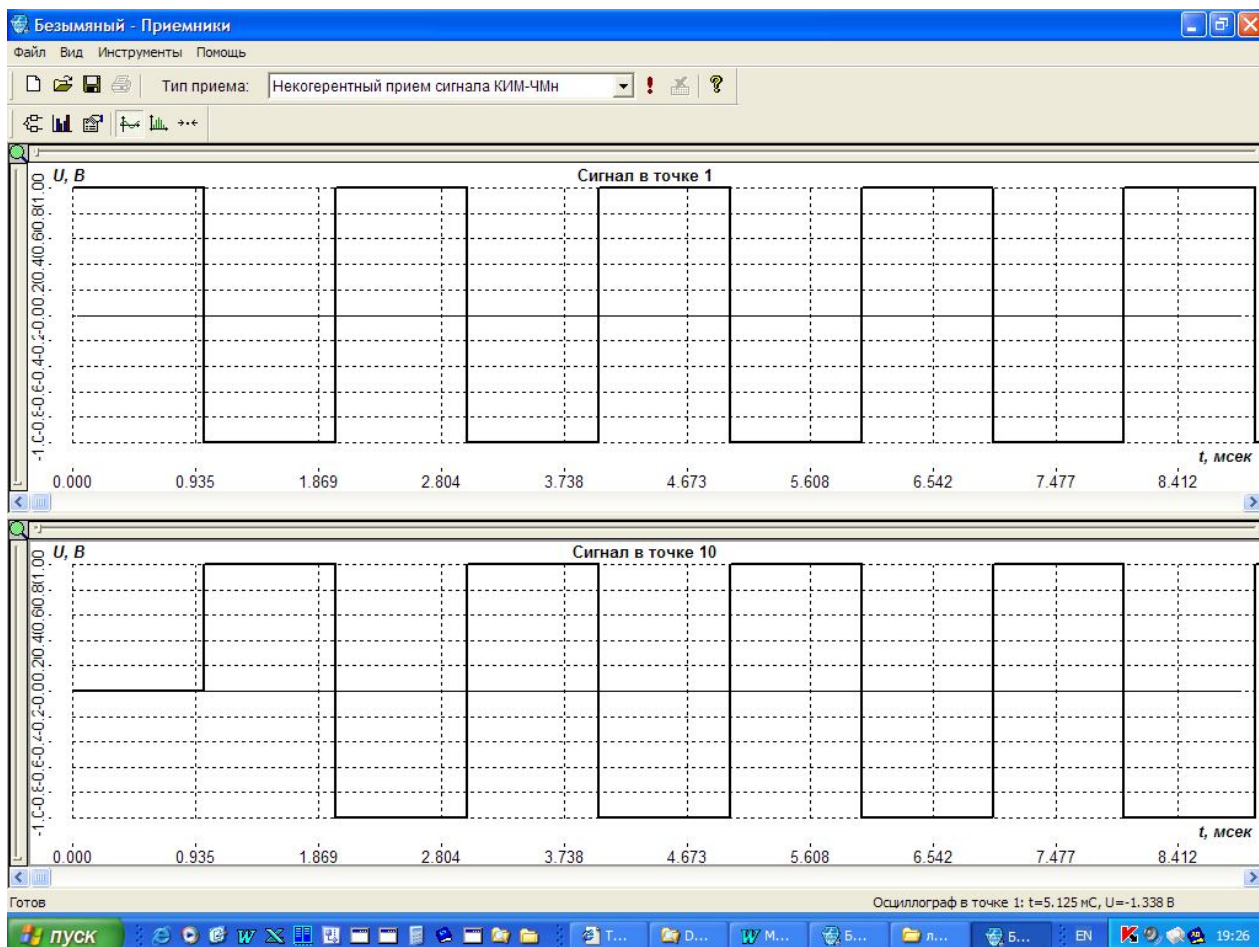


Рис.7 Входная последовательность (т.1) и задержанная на длительность символа выходная последовательность (т.10)

Здесь и далее по тексту курсивом и подчеркиванием выделено задание на моделирование.

При проведении моделирования просмотреть и зарисовать или распечатать эюры и спектры сигналов в точках 1 – 10, изменяя длительность символов, значение несущих, полосы фильтров. Для изменения параметров следует дважды «кликнуть» на соответствующий прямоугольник схемы (ИС), (СЧ), (Ф). Помеху следует выключить, кликнув на прямоугольник «Помеха».

Рассмотрим помехоустойчивость схемы приема частотно-манипулированных сигналов. Будем считать, что разнос частот нуля и единицы обеспечивает ортогональность этих сигналов, т.е. примерное равенство нулю нормированного коэффициента взаимной корреляции. Следует подчеркнуть, что существуют разновидности частотной модуляции с непрерывной и разрывной фазой. При ЧМ с непрерывной фазой имеется возможность обеспечить примерно в 2- 4 раза меньший разнос несущих нуля и единицы по сравнению с ЧМ и разрывной фазой. Это обеспечивает сокращение во столько же раз занимаемой полосы радиосигнала. Однако подобные полососберегающие методы модуляции требуют усложнения аппаратуры передающей и приемной аппаратуры и в данной модели не используются. В рассматриваемой модели несущие частоты генерируются независимыми генераторами частот, т.е. частоты и начальные фазы этих генераторов не связаны между собой и не связаны функциональными соотношениями с чередованием информационных символов и их длительностями. В этом случае можно считать, что примерная ортогональность радиосигналов нуля и единицы обеспечивается при разнесе частот, большем, чем $2 / \tau_c$, где τ_c – длительность информационного символа.

Помеха, воздействующая на сигнал, представляет собой шум со спектральной плотностью N_0 на входе приемника. ЧМН сигнал поступает на входы согласованных по полосе фильтров, настроенных на несущие частоты f_1 и f_2 . Будем считать шумы в обоих каналах независимыми.

Обозначим через h_0^2 отношение энергии символа к спектральной плотности шума N_0 на входе приёмника.

Предположим, что после фильтров (Ф) стоят амплитудные детекторы (Д), выделяющие огибающую смеси сигнала и шума (в канале с сигналом) и огибающую шума (в канале с шумом). Если на входе приемника действует аддитивный белый гауссов шум, то в канале с сигналом огибающая распределена по закону Релея-Райса (обобщенный закон Релея), а в канале с шумом по закону Релея. С учетом этого, вероятность ошибочного приема P символа для двоичного симметричного канала с независимыми ошибками определяется выражением [1]

$$p = \int_0^{\infty} y \exp\left(-\frac{2h_0^2 + y^2}{2}\right) I_0\left[\sqrt{2}h_0 y\right] \int_y^{\infty} x \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx dy = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{h_0^2}{2}\right), \quad (1)$$

где y – принимаемый сигнал, x – передаваемый сигнал, I_0 – функция Бесселя нулевого порядка. Здесь внутренний интеграл определяет вероятность того, что в канале с шумом отсчёт X будет больше Y , а внешний определяет вероятность того, что это справедливо для всех Y в диапазоне от 0 до бесконечности (отсчёт огибающей не может быть отрицательным).

При проведении моделирования необходимо просмотреть эиоры в точках 3 – 10 при включенной помехе, получить экспериментальные зависимости вероятности ошибки в приеме символа от отношение сигнал/шум и сравнить результаты моделирования с аналитическими результатами, получаемыми по формуле (1). Необходимо определить оптимальное значение полос фильтров, изменяя их при проведении моделирования дискретно в заданных в модели пределах. Построить графики экспериментальной и аналитической (по формуле 1) зависимости вероятности ошибки символа от отношения h^2 сигнал/шум, изменяя его в пределах от 1 до 5

Когерентный прием сигналов КИМ-ФМн

Схема передатчика и приемника сигналов КИМ-ФМн изображена на рисунке 8.

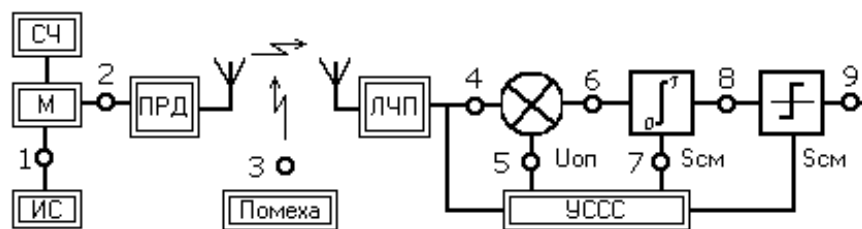


Рис.8. Схема формирования и когерентного приема сигнала КИМ-ФМн.

По сравнению с предыдущей схемой в модуляторе (М) осуществляется фазовая манипуляция высокостабильной несущей частоты, выдаваемой синтезатором частот (СЧ).

При проведении моделирования индекс фазовой манипуляции можно менять в пределах от 0 до 180° .

В приемнике после линейной части (ЛЧП), сигнал поступает на перемножитель и в устройство селекции синхросигналов (УССС). УССС в точке 5 выделяет немодулированную несущую (сигнал $U_{оп}$) и синхроимпульсы S_{cm} , соответствующие моментам окончания информационных символов, необходимые для вынесения решения об их значении. Демодулятор содержит перемножитель, интегратор с пределами интегрирования от 0 до длительности символа и идеальный ограничитель-формирователь, формирующий выходной поток принятых информационных символов.

Помехоустойчивость оптимального когерентного приема в двоичном симметричном канале с аддитивным белым гауссовым шумом определяется формулой [1]:

$$p = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \Phi \left[h_0 \sqrt{1 - \rho} \right] \right\}, \quad (2)$$

где

p - вероятность ошибки на символ,

$\Phi(x)$ – интеграл вероятности.

ρ – нормированный коэффициент взаимной корреляции информационных сигналов нуля и единицы:

$$\rho = \frac{1}{E_S} \int_0^{\tau} S_0(t) \times S_1(t) dt$$

где E_S – энергия символа, τ – длительность информационного символа.

Как известно, для противоположных сигналов $\rho = -1$ (индекс фазовой манипуляции $\varphi_m = 180^\circ$). Следовательно, их применение обеспечивает минимально возможную вероятность ошибки при когерентном приеме двоичных сигналов. И в этом случае, такие сигналы можно называть оптимальными. Однако известно, что в спектре сигнала КИМ-ФМн с противоположными сигналами и с равновероятным появлением их на входе канала (симметричный канал), спектр радиосигнала не содержит спектральную компоненту на частоте несущей.

При моделировании обязательно убедитесь в этом, посмотрев спектр сигнала в точке 2 схемы.

При моделировании случайный характер чередования нулей и единиц с априорной вероятностью их появления, равной 0,5, заменяется детерминированным меандровым колебанием, обеспечивающим тот же результат. Следовательно, в схеме УССС должно быть предусмотрено восстановление немодулированной несущей (с использованием известных нелинейных методов преобразования сигналов, например, схемы Костаса [1]).

Если индекс фазовой манипуляции φ_m радиосигнала передатчика уменьшать, то в спектре ФМн появляется несущая, однако уровень боковых (информационных) компонент спектра радиосигнала уменьшается. Уменьшение индекса фазовой манипуляции φ_m приводит к увеличению взаимной корреляции между двоичными сигналами (коэффициент $\rho > -1$) и помехоустойчивость когерентного приема уменьшается (см. формулу 2). Так, например, при $\varphi_m = 120^\circ$ коэффициент взаимной корреляции становится равным -0,5, что эквивалентно уменьшению энергии полезного сигнала в два раза по сравнению с $\varphi_m = 180^\circ$, когда $\rho = -1$.

При проведении моделирования просмотреть и зарисовать или распечатать эюры и спектры сигналов в точках 1 – 9, изменяя длительность символов, значение несущей и значение индекса фазовой манипуляции (1800, 1200 и 900). Для изменения параметров следует дважды «кликнуть» на

соответствующий прямоугольник схемы (ИС), (СЧ), (М). Помеху следует выключить, кликнув на прямоугольник «Помеха».

На рис. 9-12 (смотри в конце описания) даны примеры эпюр и спектров в характерных точках схемы когерентного приема. На рис. 13 и 14 приведены спектры сигналов и эпюры для КИМ-ФМн с индексом фазовой модуляции 180 и 120 градусов.

При проведении моделирования необходимо получить экспериментальные зависимости вероятности ошибки в приеме символа от отношение сигнал/шум и сравнить результаты моделирования с аналитическими результатами по формуле (2) для двух значений индекса фазовой манипуляции 180 и 120 градусов. Отношение сигнал/шум изменять также и в таких же пределах, как и при моделировании некогерентного приема.

Значения табулированной функции интеграла вероятности в формуле (2) можно получить, используя программу Excel или любой справочник по теории вероятностей.

График зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/ шум необходимо построить в том же масштабе, что и для некогерентного приема с целью сравнения помехоустойчивости двух методов приема.

Итоговый отчёт должен содержать:

- схемы когерентного и некогерентного приёма;
- эпюры и спектры сигналов в указанных точках схемы при изменении параметров модуляции и приёма;
- теоретические и экспериментальные графики зависимости вероятности ошибки в приеме символов от отношения сигнал/шум для обоих методов приёма и при изменении параметров модуляции и приёма (см. выше).

ЛИТЕРАТУРА

1.Васин В.А., Калмыков В.В., Себекин Ю.Н., Федоров И.Б., "Радиосистемы передачи информации", М. Горячая линия-Телеком, 2005г. - 472с.: ил.

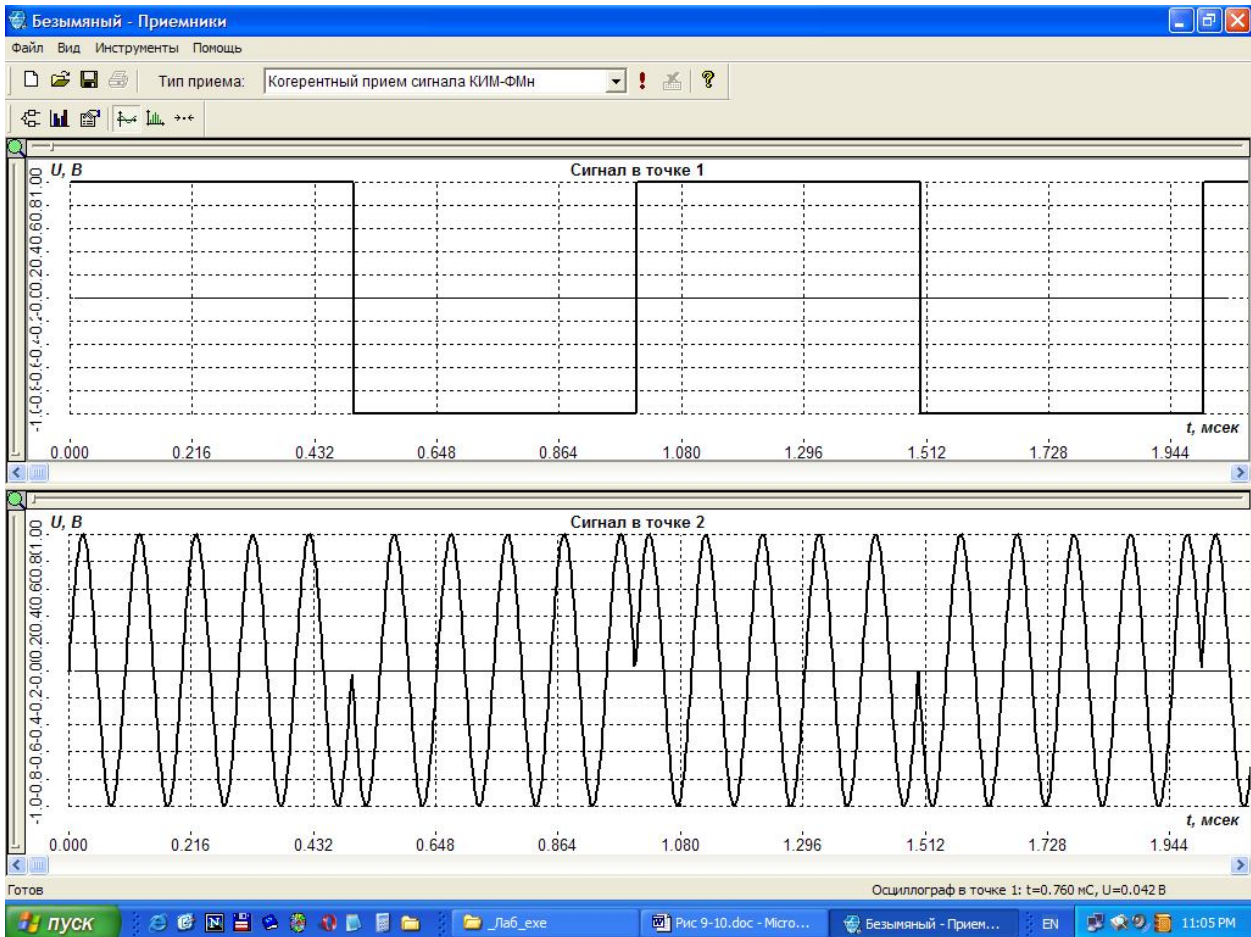


Рис.9 Сигнал КИМ (т.1) и сформированный радиосигнал КИМ-ФМн (т.2)

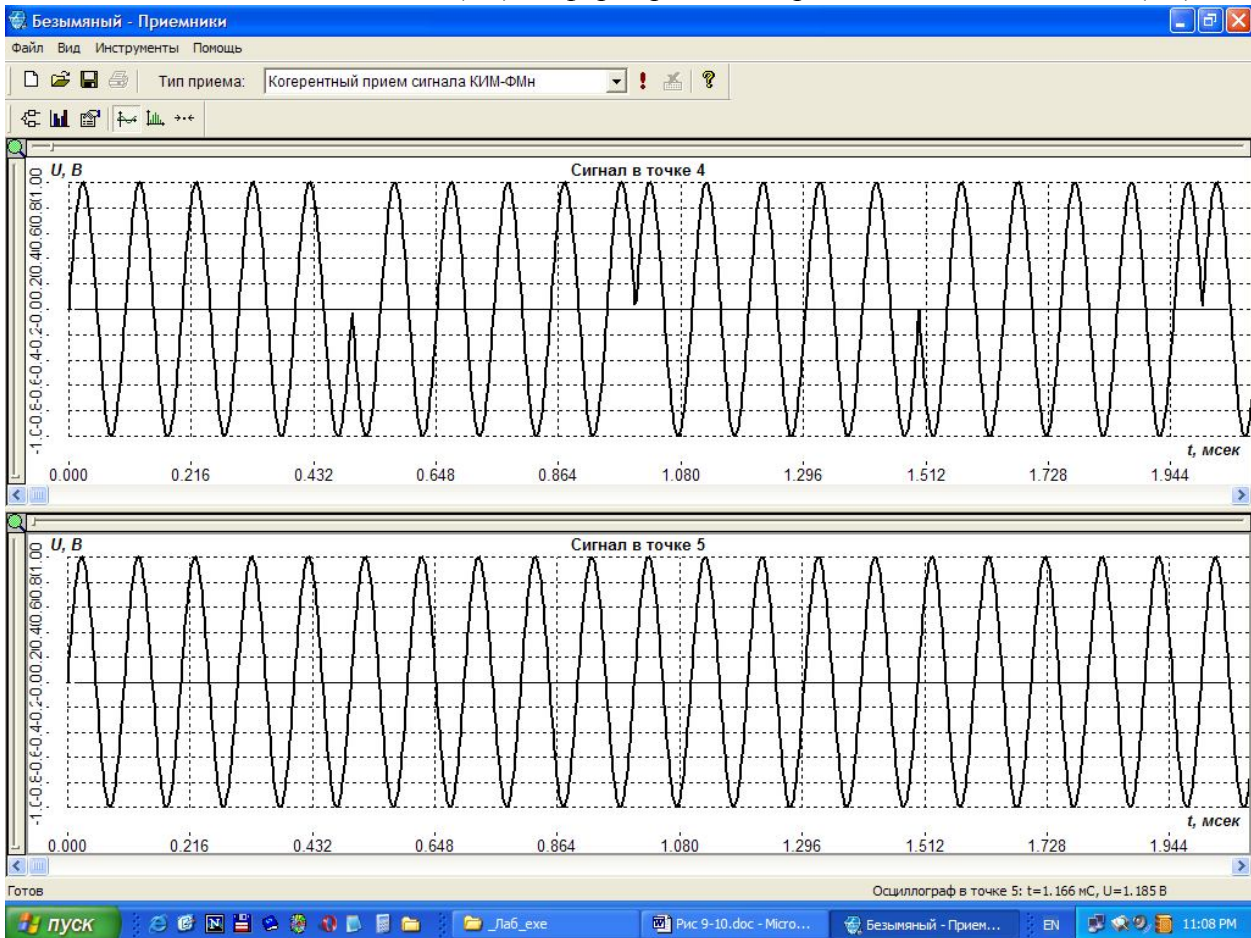


Рис.10 Принятый без помех радиосигнал КИМ-ФМн (т.4) и выделенная ФАП немодулированная несущая (т.5)

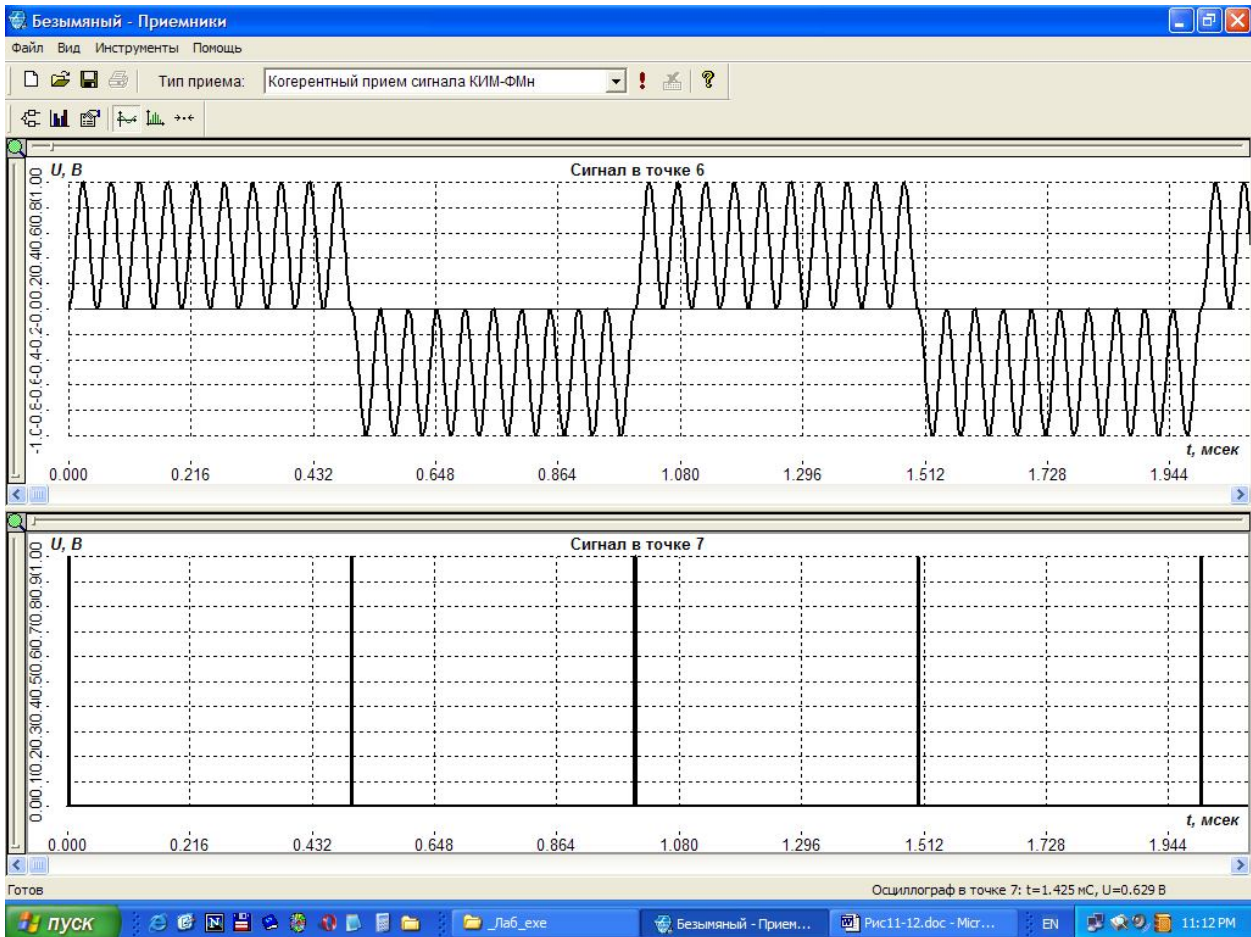


Рис.11 Сигнал на выходе перемножителя (т.6) и импульсы тактовой синхронизации (т.7)

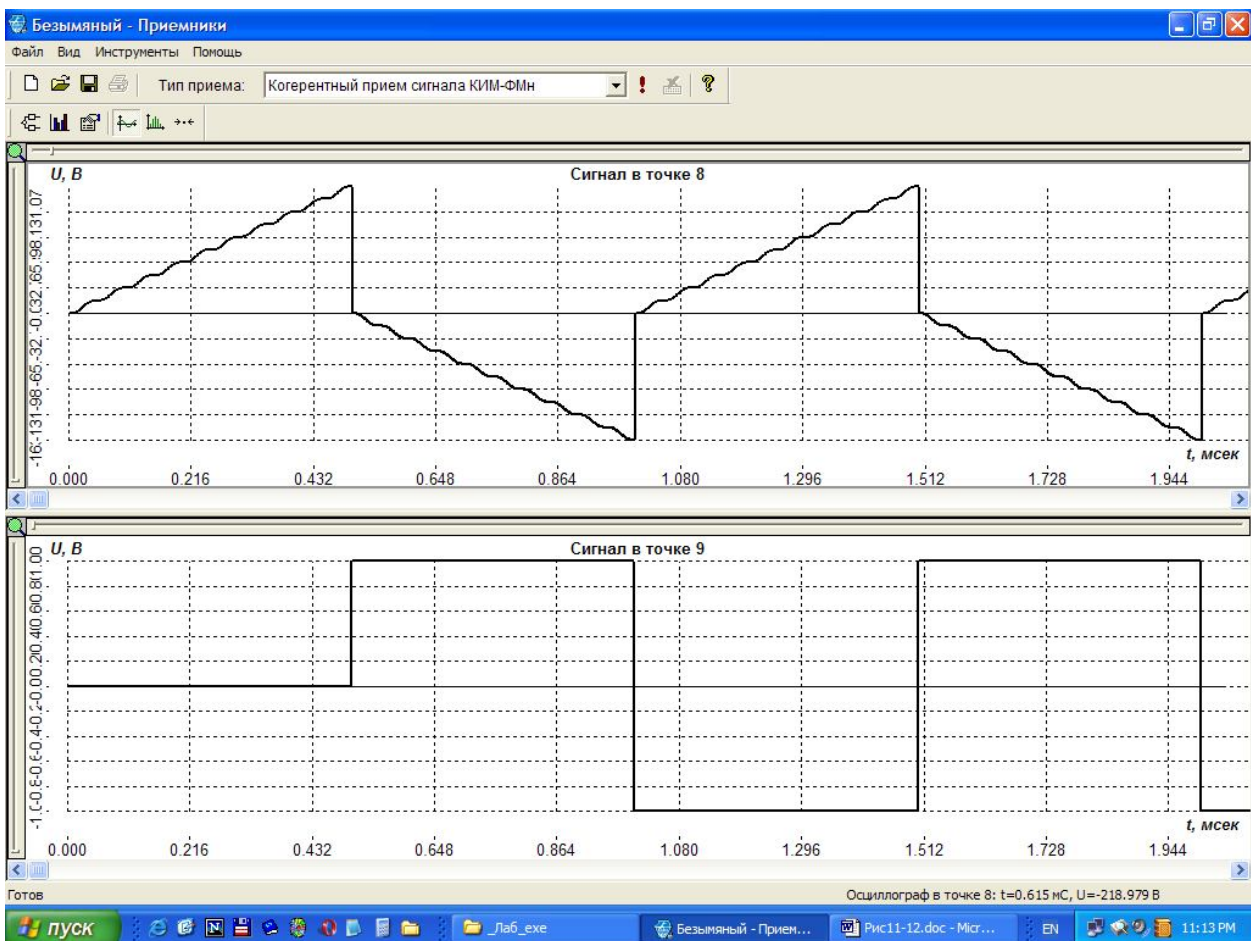


Рис.12 Сигнал на выходе интегратора (т.8) и двоичный сигнал на выходе решающего устройства (точка9)

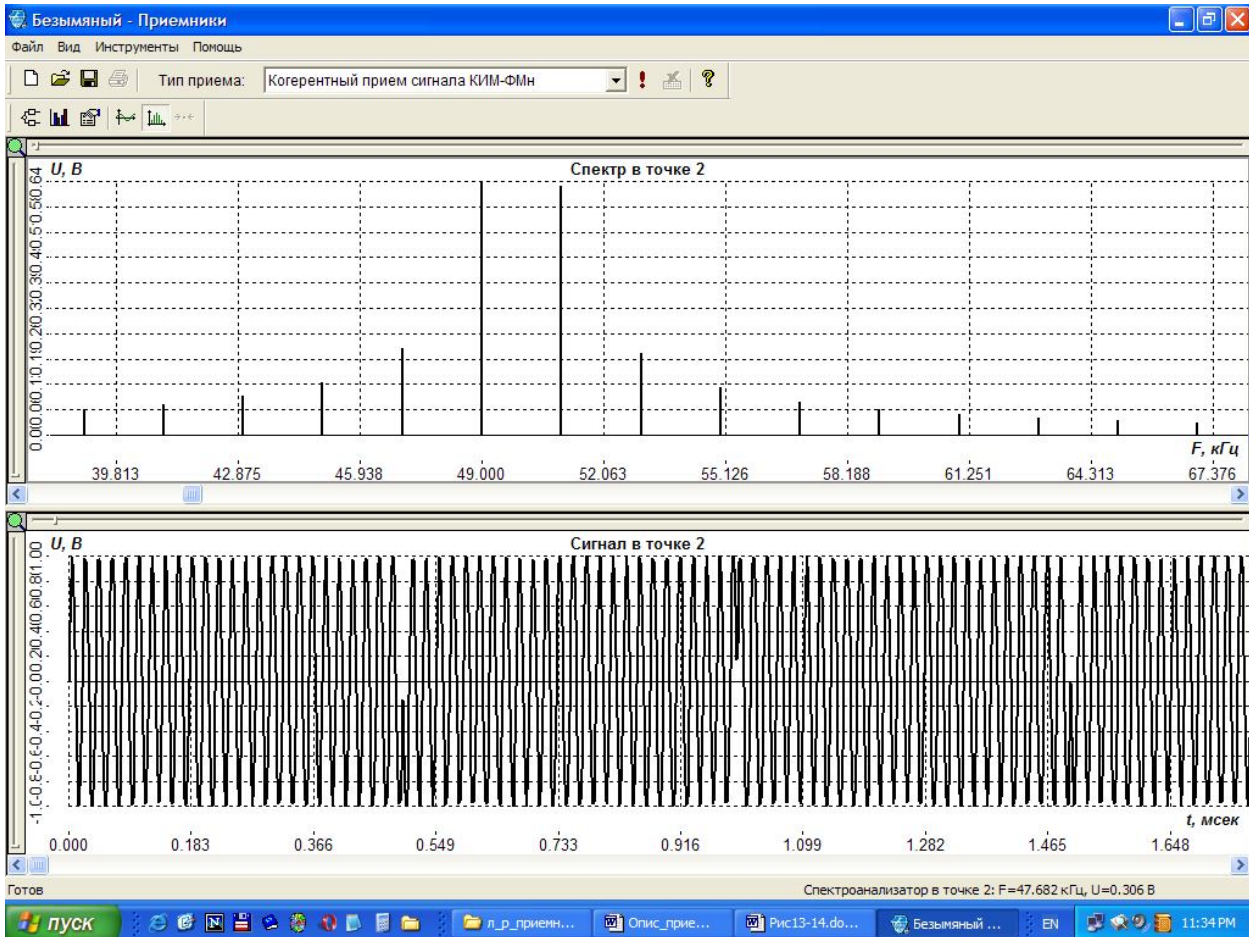


Рис.13 Сигнал КИМ-ФМн и его спектр при индексе фазовой манипуляции 180°

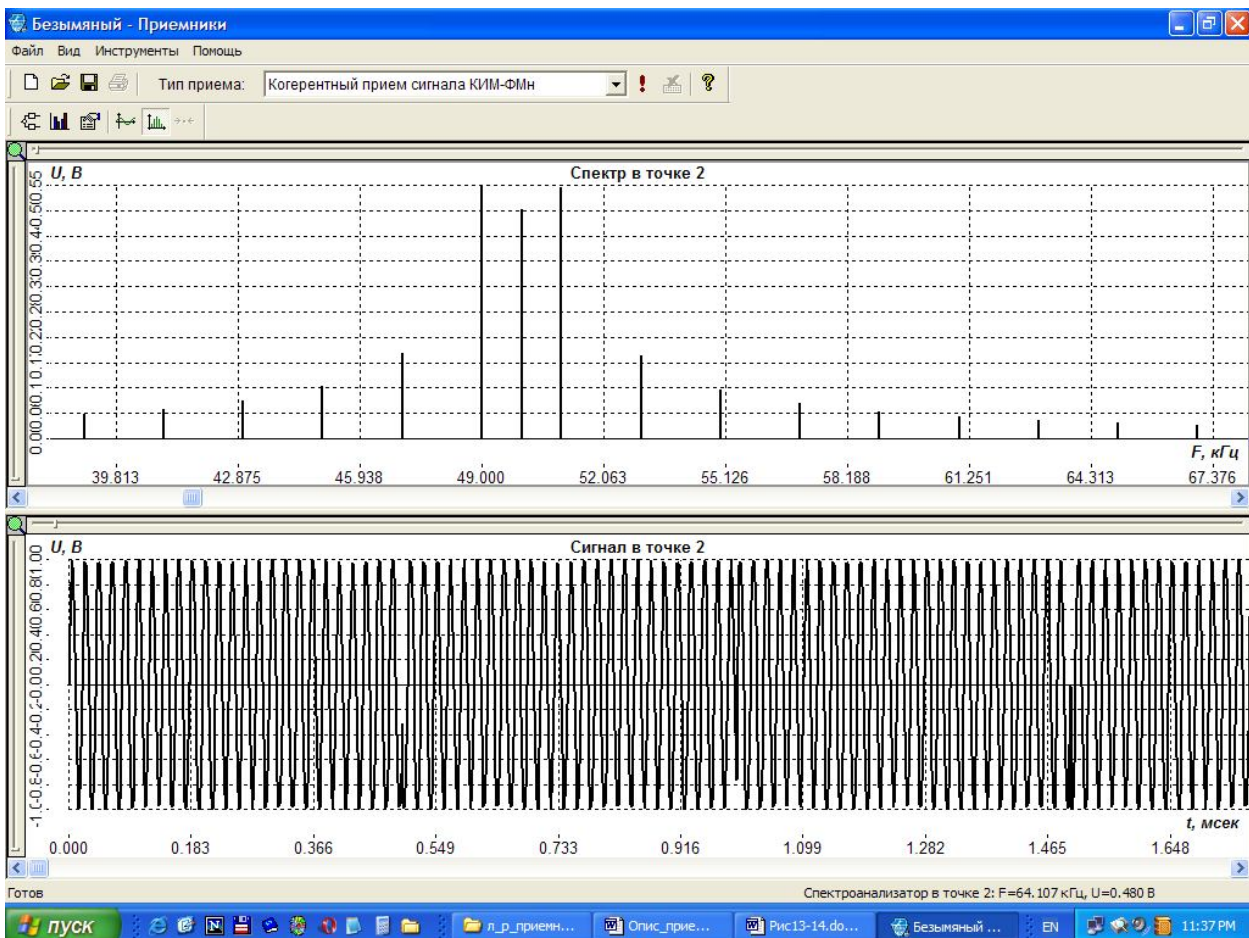


Рис.14 Сигнал КИМ-ФМн и его спектр при индексе фазовой манипуляции 120°