

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ

**Государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Московский технический университет связи и информатики
С.С.Тарасов**

**Исследование искажений сигнала ЦРРС с 4ФМ и
Найквистовской фильтрацией в двухлучевом канале**

Лабораторная работа № 22

Описание

Москва 2012

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

1. АЧХ – амплитудно-частотная характеристика
2. АКФ - автокорреляционная функция
3. ГВЗ – групповое время запаздывания
4. ГД – глаз-диаграмма (также глазковая диаграмма)
5. КД – квадратурная диаграмма
6. МСП – межсимвольные помехи
7. МСЭ-Р – сектор радиосвязи Международного Союза Электросвязи
8. МСЭ-Т – сектор стандартизации электросвязи МСЭ
9. ОС – операционная система
10. ПСП – псевдослучайная последовательность
11. РРЛ – радиорелейная линия
12. РРС – радиорелейная система
13. ФЧХ – фазо-частотная характеристика
14. ЦС – цифровой сигнал
15. ЦСРС – цифровая система радиосвязи
16. 4ФМ – четырёхуровневая фазовая модуляция
17. NRZ – none return zero - без возвращения к нулю

1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ.

1.1. Ознакомиться с методом оценки межсимвольных искажений цифрового сигнала по глаз-диаграмме и I-Q диаграмме.

1.2. Изучить свойства цифрового сигнала при фильтрации по Найквисту со скруглением спектра по функции "приподнятый косинус" в зависимости от величины коэффициента скругления α .

1.3. Ознакомиться с двухлучевой моделью распространения радиоволн и её характеристиками.

1.4. Измерить методом моделирования сигнатуру цифровой РРС с модуляцией 4ФМ.

2. ДОМАШНЕЕ ЗАДАНИЕ.

2.1. По Приложению 1 к данной работе изучить модель исследуемой системы радиосвязи и двухлучевого радиоканала, зарисовать ее в отчет.

2.2. По Приложению 1 и [1] изучить основные свойства псевдослучайных M-последовательностей (ПСП).

2.3. Изучить по Приложению 2 к настоящей работе метод оценки по глаз-диаграмме уровня МСП и снижения помехозащищенности.

2.4. Изучить способ формирования цифрового сигнала с ограниченным спектром и свойства сигнала при использовании фильтра Найквиста.

2.5. По приложению 3 к данной работе изучить методику измерения сигнатуры ЦСРС и обработки результатов измерений.

2.6. По [2] изучить метод прогнозирования устойчивости связи на пролётах цифровых РРЛ при селективных замираниях с помощью сигнатуры.

3. ЛАБОРАТОРНОЕ ЗАДАНИЕ.

3.1. Для различных значений коэффициента скругления спектра α в диапазоне от 1.0 до 0.1 при $k=0$ исследовать зависимость таких параметров, как длительность отклика фильтра, величина горизонтального раскрыва ГД, допустимая погрешность отклонения момента принятия решения при увеличении энергетических потерь на 1 дБ, пиковое значение огибающей сигнала 4ФМ. Построить графики этих зависимостей от α . По результатам исследования сделать выводы и записать их в отчёт по работе.

3.2. Для заданных преподавателем значений α и τ/T моделировать ГД при различных значениях фазы отражённого сигнала $\Delta\varphi$ и величины коэффициента отражения k , обеспечивающих попадание интерференционного минимума в область расстроек $\Delta f = 0 \dots \pm 1/T$ (см. рис П1.2). Увеличивая глубину интерференционного минимума последовательным увеличением k от 0.5 до 0.999, наблюдать на ГД и КД увеличение МСП. Считая, что снижение раскрыва ГД до величины меньшей 0.2 приводит к нарушению связи, построить график сигнатуры – зависимость допустимой величины $V_{\min} = 20 * Lg(1-k)$, приводящей к нарушению связи от Δf .

3.3 . Нормализовать сигнатуру. Сделать выводы и занести их в отчет.

4. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ.

После ознакомления с п.п. 1,3 и выполнения п.2 настоящего описания запустить на выполнение файл программы Lab_22.exe. При работе с программой следовать подсказкам на экране и указаниям Приложения 4.

При выполнении п. 3.1 и п. 3.2 величина E определяется визуально по графику глаз-диаграммы на экране дисплея с помощью горизонтальной линии визирования. Горизонтальный раскрыв ГД определяется с помощью вертикальной линии визирования.

Измерение сигнатуры проводить в последовательности, указанной в п. 3.2. Принять $\tau/T=0.1$, если другое не задано преподавателем. Каждый раз после моделирования (особенно при малом значении V) добиваться максимального раскрыва ГД, подстраивая сначала фазу опорного напряжения демодулятора (движком "фаза" возле графика КД) а затем момент принятия решения (движком " t/T " возле графика ГД). Для удобства отсчёта малых значений раскрыва ГД можно также регулировать масштаб обоих графиков движком "Ymax", расположенным слева от графика КД.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ.

В программное обеспечение лабораторной работы заложена модель, структурная схема которой показана на рис. П1.1.

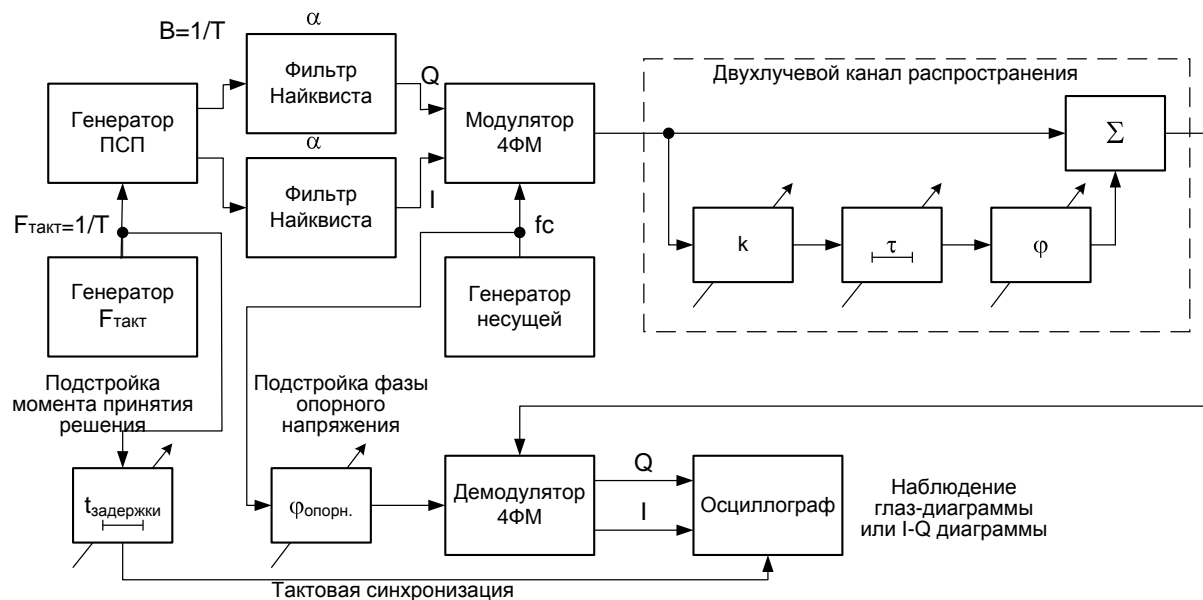


Рис. П1.1. Схема исследуемой модели

Модель выполнена в виде программы, написанной на языке Visual Basic (Lab22.exe). Программа осуществляет расчёт комплексной огибающей радиосигнала на входе и выходе радиоканала и предоставляет пользователю удобный графический интерфейс для ввода-вывода исходных данных и просмотра результатов расчёта в виде графиков и диаграмм (осциллограф на схеме модели).

Комплексная огибающая рассчитывается на отрезке 500 символов. Для каждого символа вычисляется 20 отсчётов, что позволяет отображать ГД и КД с высокой степенью детализации. Промежуточные значения огибающей вычисляются линейной интерполяцией соседних отсчётов.

Источником ЦС в модели является генератор псевдослучайной последовательности (ПСП). Каждый символ включает в себя два бита, значения которых вычисляются по алгоритму **М-последовательности** с периодом повторения $2^{11}-1$ бит.

M-последовательность или **последовательность максимальной длины** — псевдослучайная двоичная последовательность, порожденная n -разрядным регистром сдвига с линейной обратной связью и имеющая максимальный период. M-последовательности обладают следующими свойствами [5, 6, 1]:

они являются периодическими с периодом $M = 2^n - 1$;

количество символов, принимающих значение "единица", на длине одного периода M-последовательности на единицу больше, чем количество символов, принимающих значение "нуль";

любые комбинации символов длины n на длине одного периода M-последовательности за исключением комбинации из n нулей встречаются не более одного раза. Комбинация из n нулей является запрещенной: на её основе может генерироваться только последовательность из одних нулей;

сумма по модулю 2 любой M-последовательности с её произвольным циклическим сдвигом (кроме сдвига на M символов) также является M-последовательностью;

периодическая автокорреляционная функция (АКФ) любой M-последовательности, (если произвести замену символов 0 на +1 и 1 на -1) равна 1 при нулевом сдвиге и имеет постоянный уровень боковых лепестков, равный $(-1/M)$;

в каждом периоде половина серий "единиц" (а также и "нулей") имеет длину 1, четверть серий – длину 2, восьмая часть – длину 3 и т.д. Максимальная длина серии "единиц" равна n , "нулей" – $(n-1)$;

верхняя граница для количества различных M-последовательностей, которые могут быть получены использованием различных функций обратной связи, определяется выражением $S \leq (M-1)/n$.

Перечисленные выше свойства и простота генерации M-последовательностей обусловили их широкое применение в системах связи для скремблирования, синхронизации, кодового разделения сигналов, измерения дальности и т. п., а также в качестве тестовых сигналов для измерения характеристик цифровых трактов [7].

Сгенерированные таким образом биты ЦС в коде NRZ поступают попарно через фильтры Найквиста на входы I и Q квадратурного модулятора. Характеристика фильтра формирует спектр ЦС на входе модулятора в соответствии с (П.1.1):

$$S(F) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 < F < (1 - \alpha)/2 \cdot T \\ 0,5 \left\{ 1 - \sin \left[\frac{\pi(F \cdot T - 0,5)}{\alpha} \right] \right\} & \text{при } (1 - \alpha)/2 \cdot T \leq F \leq (1 + \alpha)/2 \cdot T \\ 0 & \text{при } F > (1 + \alpha)/2 \cdot T \end{cases} \quad (\text{П1.1}).$$

При этом форма отклика фильтра на одиночный символ имеет вид:

$$u_1(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T}} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\alpha \pi t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2\alpha t}{T}\right)^2} \quad (\text{П1.2}),$$

а, ЦС в каждой квадратуре можно представить, как:

$$U(t) = \sum_{i=0}^{500} u_1(t - i \cdot T) \cdot b_i \quad (\text{П1.3}),$$

где $b_i = -1$, если i -й, бит имеет значение "0"

и $b_i = +1$, если i -й, бит имеет значение "1".

Таким образом, получим выражение, определяющее комплексную огибающую отрезка сигнала 4ФМ длиной 500 символов:

$$A(t) = U_{\text{синф}}(t) + jU_{\text{квадр}}(t) \quad (\text{П1.4}),$$

где $U_{\text{синф}}(t)$ и $U_{\text{квадр}}(t)$ определяются по (П1.3) с той лишь разницей, что значения b_i , генерируемые программным генератором ПСП для них разные. Отсчёты огибающей рассчитываются для интервала времени $t = 0 \dots 500T$ с шагом $T/20$. Длительность одиночного отклика (П1.2) ограничивается интервалом времени $14T$, т.е. полагается, что $u_1(t) = 0$ при $|t| > 7 \cdot T$.

Искажения сигнала, представленного своей комплексной огибающей (П.1.4), в радиоканале моделируются в соответствии с двухлучевой моделью, показанной на рис. П1.1 и рекомендованной МСЭ-Р [3, 4] для описания селективных замираний и прогнозирования устойчивости связи ЦРРЛ и других систем фиксированной радиосвязи прямой видимости. Эта же модель удовлетворительно описывает искажения сигнала и в трёхлучевом радиоканале, когда на вход приёмной антенны помимо прямого сигнала поступают сигналы, отражённые от поверхности земли и слоистых неоднородностей тропосферы. Модель используется для измерения **сигнатуры** – характеристики, определяющей устойчивость системы к селективным замираниям.

Комплексный коэффициент передачи канала может быть записан в виде:

$$H(f) = 1 + k \cdot \exp\{-j[2\pi \cdot (f - f_c) \cdot \tau + \Delta\varphi]\} \quad (\text{П1.5}),$$

где $k < 1$ – относительная амплитуда отражённого луча (коэффициент отражения), τ – время запаздывания, $\Delta\varphi$ – фаза отражённого луча на центральной частоте сигнала f_c .

Вид АЧХ канала и спектр сигнала показаны на рис. П1.2.

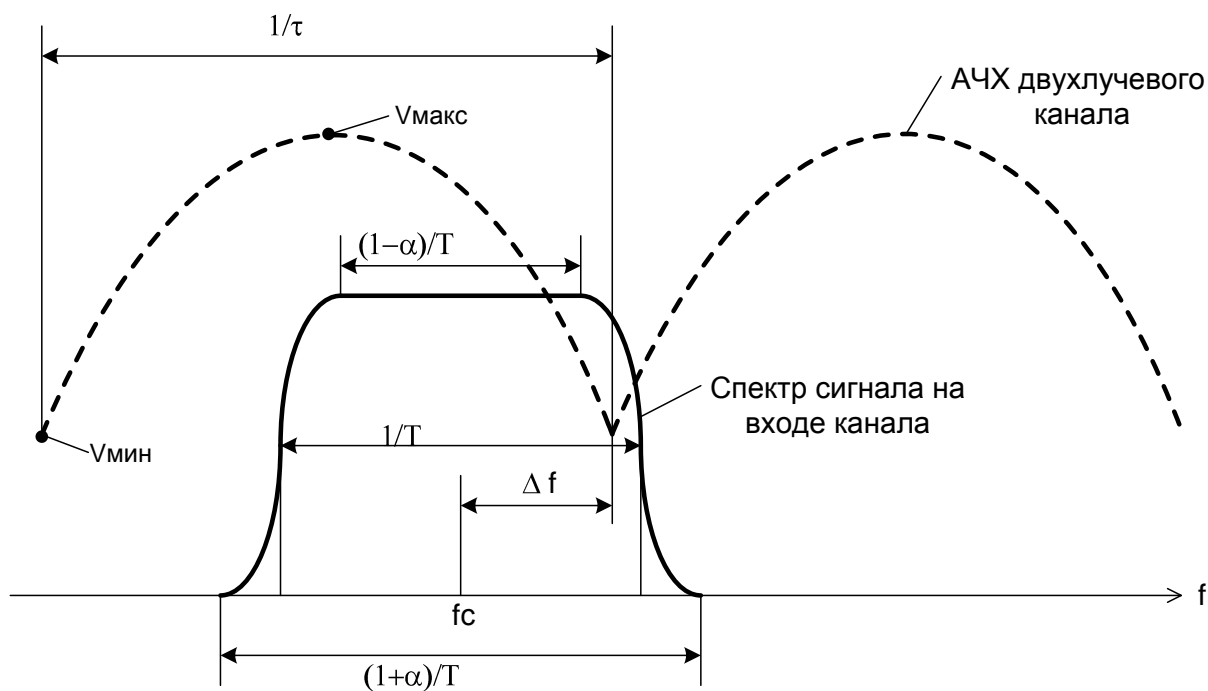


Рис. П1.2. Спектр сигнала и АЧХ двухлучевого радиоканала.

АЧХ имеет интерференционные минимумы и максимумы с периодичностью $1/\tau$. Так как в реальных условиях даже незначительное изменение траектории и задержки отражённого луча приводит к существенному сдвигу фазы, положение интерференционного минимума меняется и он может попадать в полосу частот, занимаемую спектром сигнала. В эти моменты времени наблюдаются наибольшие искажения сигнала, так как в области интерференционного минимума искажается не только АЧХ канала, но и его групповое время запаздывания (ГВЗ). ФЧХ и ГВЗ двухлучевого канала периодические, с периодом $1/\tau$. Их вид в области интерференционного минимума (при $\varphi=\pi$) показан на рис. П1.3 при $\tau = 0,1 \cdot T$. Для этих характеристик нетрудно вывести формулы :

$$\theta = \text{arctg}((-k \cdot \sin(\varphi + \Omega \cdot \tau)/(1 + k \cdot \cos(\varphi + \Omega \cdot \tau))) \quad , \quad (\text{П1.6})$$

где $\Omega = 2\pi \cdot \Delta f$.

Δf - расстройка частоты относительно интерференционного минимума.

$$t_3(\Omega) = -\frac{\partial \theta}{\partial \Omega} = k \cdot \tau \cdot (k - \cos(\Omega \cdot \tau))/(1 - 2k \cdot \cos(\Omega \cdot \tau) + k^2) \quad . \quad (\text{П1.7})$$

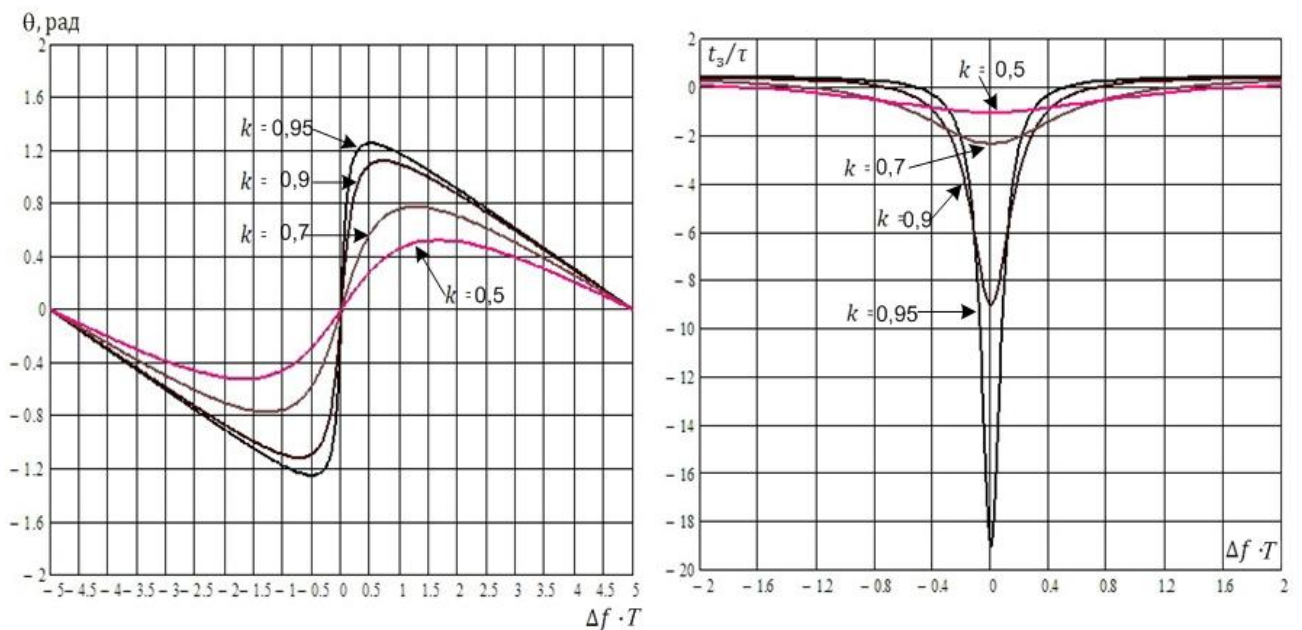


Рис. П1.3. ФЧХ и ГВЗ двухлучевой модели

Рассчитать положение интерференционного минимума относительно f_c можно по формуле:

$$\Delta f \cdot T = \frac{(180^\circ - \Delta\varphi^0)}{360^\circ \cdot \tau/T} \quad (\text{П1.8}).$$

Программа рассчитывает вид АЧХ и для удобства построения сигнатуры выводит значение сдвига интерференционного минимума.

Логарифмическая АЧХ канала определяется формулой

$$H(f) = 20 \cdot \lg(\sqrt{1 + k^2 - 2k \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot \tau)}) \quad (\text{П1.9}).$$

Её вид для различных k при $\tau = 0,1 \cdot T$ показан на рис. П1.4

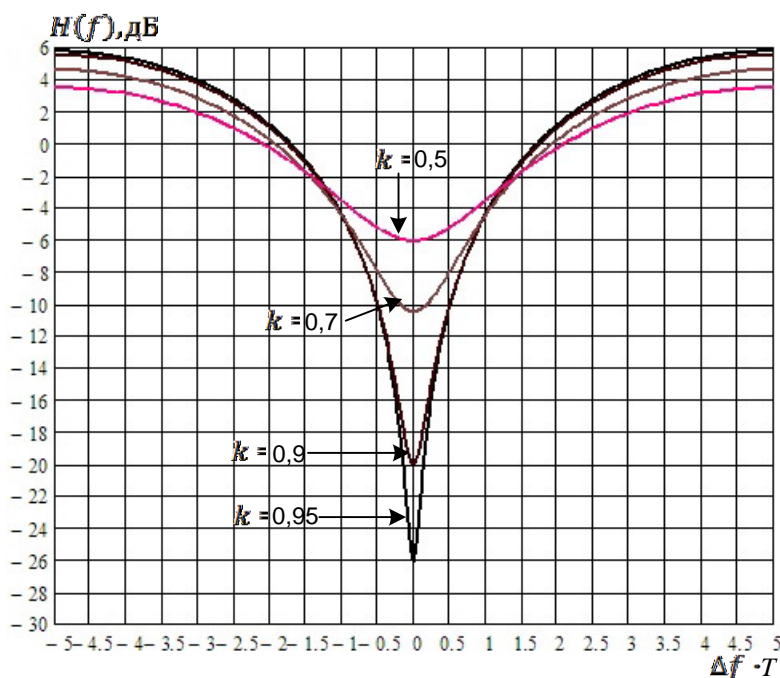


Рис. П1.4. АЧХ двухлучевого радиоканала.

Для описанной модели можно записать выражение, определяющее комплексную огибающую сигнала на выходе канала во временной области:

$$\mathbf{A}_{\text{ВЫХ}}(t) = \mathbf{A}(t) + k \cdot \mathbf{A}(t - \tau) \cdot \exp(-j \cdot \Delta\varphi) \quad (\text{П1.10}),$$

где $\mathbf{A}(t)$ - комплексная огибающая на входе канала, определяемая (П1.4).

Напряжения сигналов I и Q на квадратурных выходах фазового демодулятора в программе вычисляются, как:

$$I(t) = \text{Re}\{\mathbf{A}_{\text{ВЫХ}}(t)\} \cdot \cos(\theta) - \text{Im}\{\mathbf{A}_{\text{ВЫХ}}(t)\} \cdot \sin(\theta) \quad (\text{П1.11}),$$

$$Q(t) = \text{Im}\{\mathbf{A}_{\text{ВЫХ}}(t)\} \cdot \cos(\theta) + \text{Re}\{\mathbf{A}_{\text{ВЫХ}}(t)\} \cdot \sin(\theta) \quad (\text{П1.12}),$$

где θ - фаза опорного напряжения, которую можно вручную подстраивать при просмотре графиков ГД и КД для компенсации искажений ГВЗ радиоканала при глубоких замираниях. Также возможна подстройка шкалы времени для подсветки значений сигнала в момент принятия решения.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ОЦЕНКА ИСКАЖЕНИЙ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА ПО ГЛАЗ-ДИАГРАММЕ И I-Q ДИАГРАММЕ.

Глаз-диаграмма (ГД), называемая также глазковой диаграммой (на англ. "eye pattern" или "eye diagram") представляет собой множество возможных реализаций случайного цифрового сигнала (ЦС), наложенных друг на друга при условии их синхронизации с частотой следования символов. Она может быть получена на экране осциллографа с памятью при наблюдении случайного или псевдослучайного ЦС и синхронизации развёртки импульсами тактовой частоты ЦС. Пример ГД двухуровневого ЦС показан на рис. П2.1. и рис. П2.2. Своё название ГД получила из-за формы центральной части, похожей на открытый глаз. При отсутствии межсимвольных помех (МСП) все линии ГД сходятся в середине тактового интервала (точке принятия решения) в 2 узла (для N-уровневого ЦС – в N узлов). Вертикальный раскрыв ГД ΔE в этот момент времени максимален.

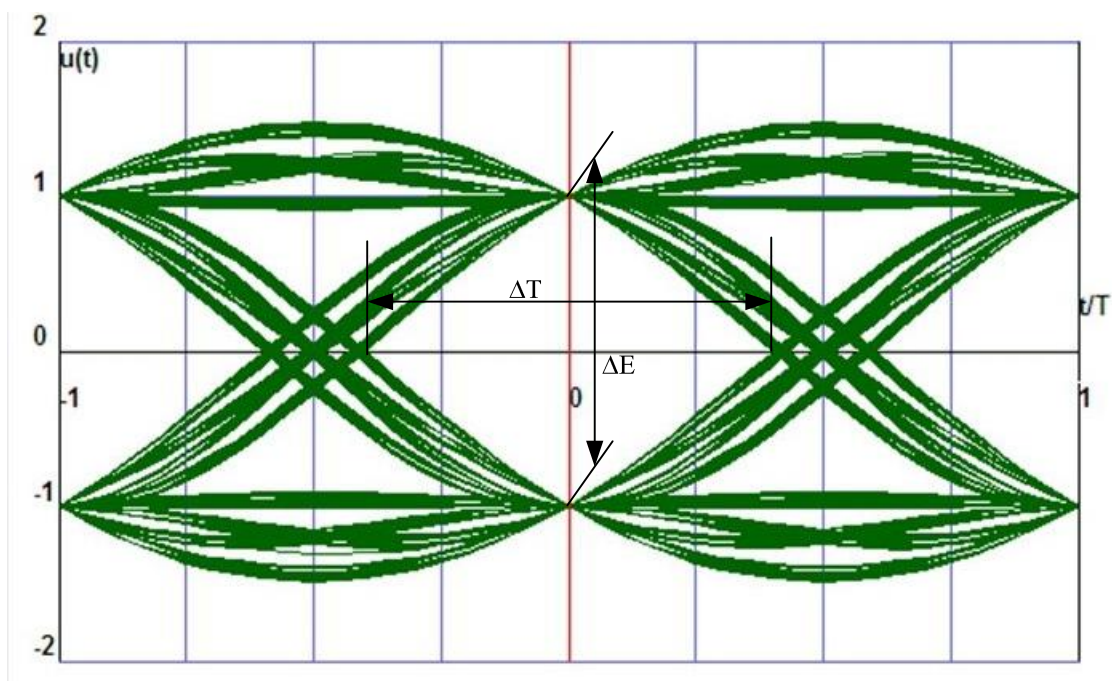


Рис. П2.1. ГД неискажённого ЦС при $\alpha = 0.5$

Горизонтальный раскрыв ГД ΔT также максимален при отсутствии МСП и его величина, как правило, меньше длительности символа T . При Найквистовской фильтрации ЦС с коэффициентом скругления спектра $\alpha=1$ $\Delta T=T$ и с уменьшением α заметно уменьшается. Так, при $\alpha=0.2$ ΔT уменьшается почти в два раза, что существенно повышает требования к точности системы тактовой синхронизации приёмника. Горизонтальный раскрыв ГД также снижается при МСП и дрожании фазы тактовой частоты (джиттере). Можно считать, что уменьшение ΔE , определённое с учётом возможных отклонений момента принятия решения эквивалентно энергетическим потерям $\Delta h = 20 \text{ Lg}(\Delta E_0 / \Delta E)$ дБ, где ΔE_0 - максимальное значение вертикального раскрыва ГД при отсутствии МСП и джиттера.

На рис. П2.2 показана ГД ЦС после его прохождения по двухлучевому радиоканалу, АЧХ которого приведена выше на рис. П1.4.

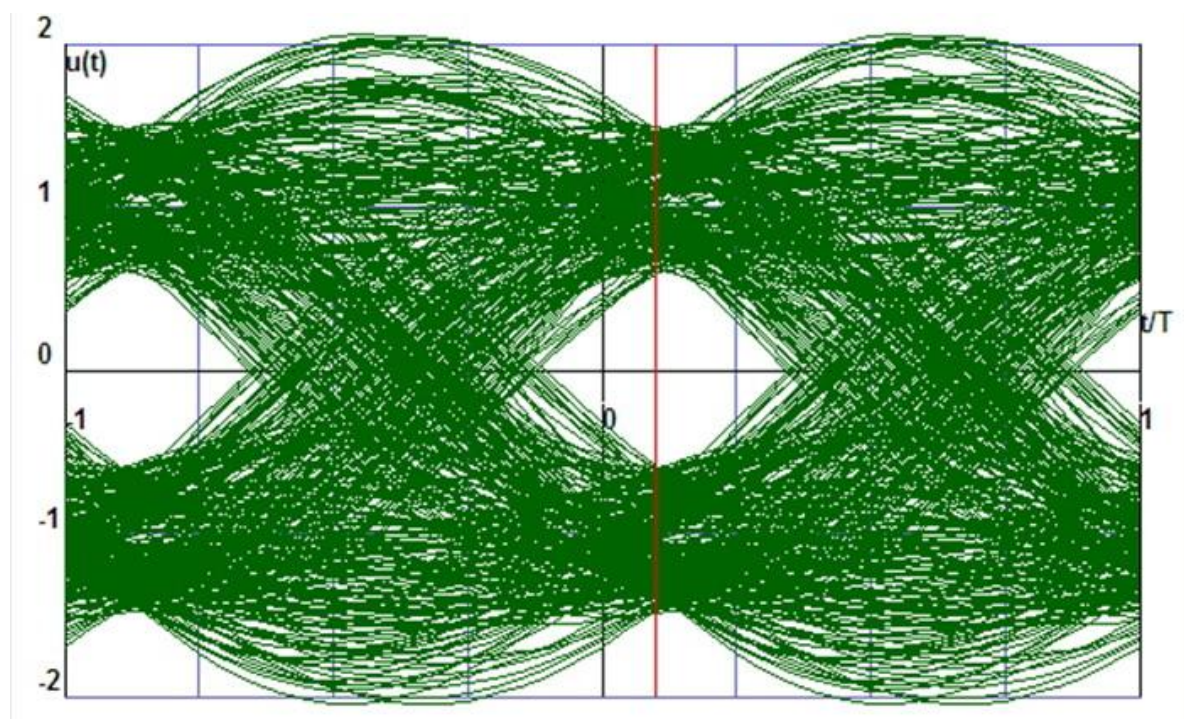


Рис. П2.2. ГД ЦС, искажённого в двухлучевом радиоканале при $\alpha = 0.5$, $k=0.9$, $\tau/T=0.05$ и $\varphi=190^\circ$.

I-Q (или квадратурная) диаграмма (КД) представляет собой траекторию на комплексной плоскости конца вектора комплексной огибающей радиосигнала за длительный промежуток времени. По оси I откладываются

значения её вещественной части (синфазная составляющая), по оси Q – мнимой (квадратурная составляющая). Примеры КД приведены на рис П2.3 и П2.4.

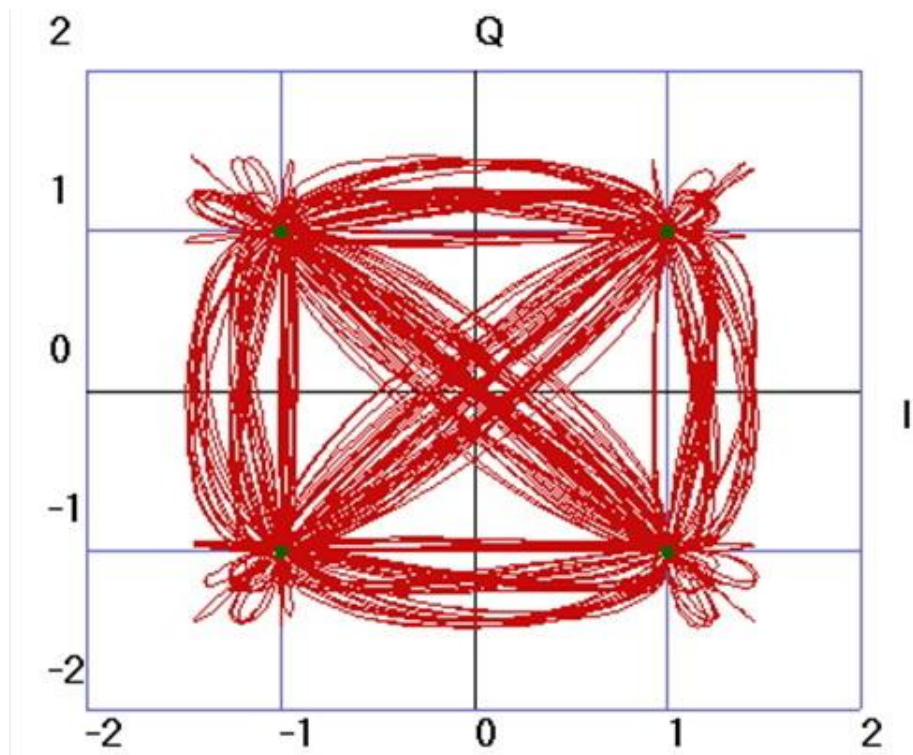


Рис. П2.3. КД неискажённого ЦС при $\alpha = 0.5$

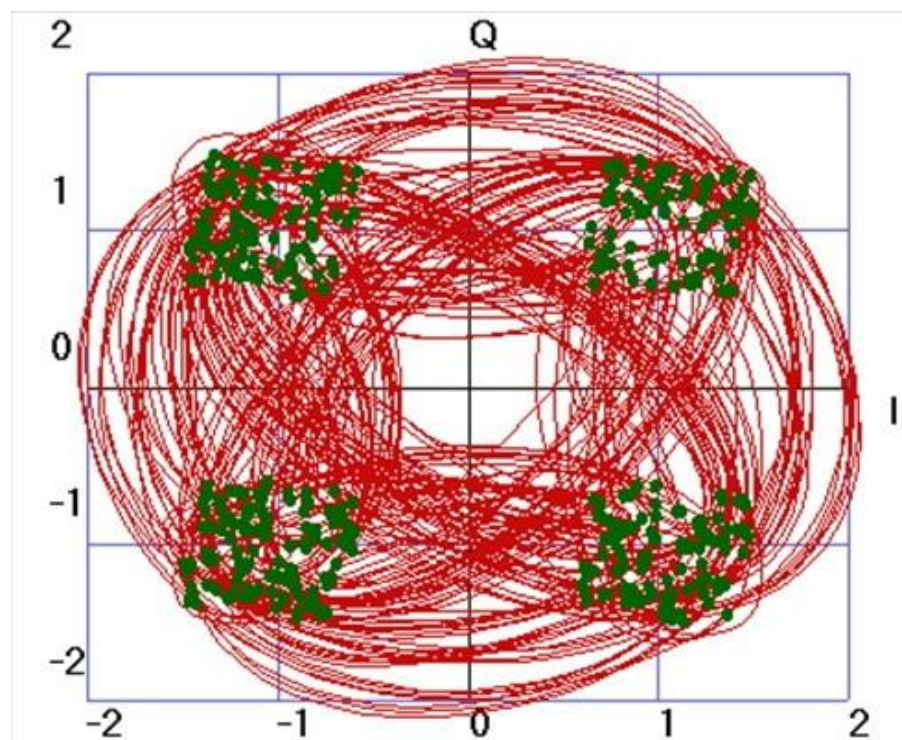


Рис. П2.4. КД искажённого ЦС при $\alpha = 0.5, k=0.9, \tau/T=0.05$ и $\varphi=190^\circ$

На приведенных диаграммах жирными точками выделены значения комплексной огибающей в отсчётные моменты времени, соответствующие максимальному раскрыву ГД ΔE . Видно, что у неискажённого сигнала эти точки соответствуют сигнальному созвездию 4ФМ, а у искаженного – рассеиваются межсимвольной помехой. Кроме того, видно, что при искажениях увеличивается пик-фактор огибающей. Таким образом, обе диаграммы – ГД и КД дополняют друг друга и в совокупности позволяют оценить степень искажений сигнала во временной, амплитудной и фазовой плоскостях.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. СИГНАТУРА ЦСРС. НОРМАЛИЗОВАННАЯ СИГНАТУРА.

На практике измерение сигнатуры ЦСРС производят в лаборатории с использованием имитатора замираний, структурная схема которого соответствует описанной выше двухлучевой модели. Обычно принято проводить измерения со стандартной задержкой $\tau_s = 6,3$ нс. Можно также проводить измерения с величиной задержки отражённого луча $\tau = (0,1 \dots 0,4)T_s$, где T_s – длительность символа цифрового радиосигнала. Сигнатуры измеряются при достаточно высоком уровне сигнала, чтобы влияние теплового шума на коэффициент ошибок было пренебрежимо малым [3]. Примерный график сигнатуры показан на рис.П3.1.

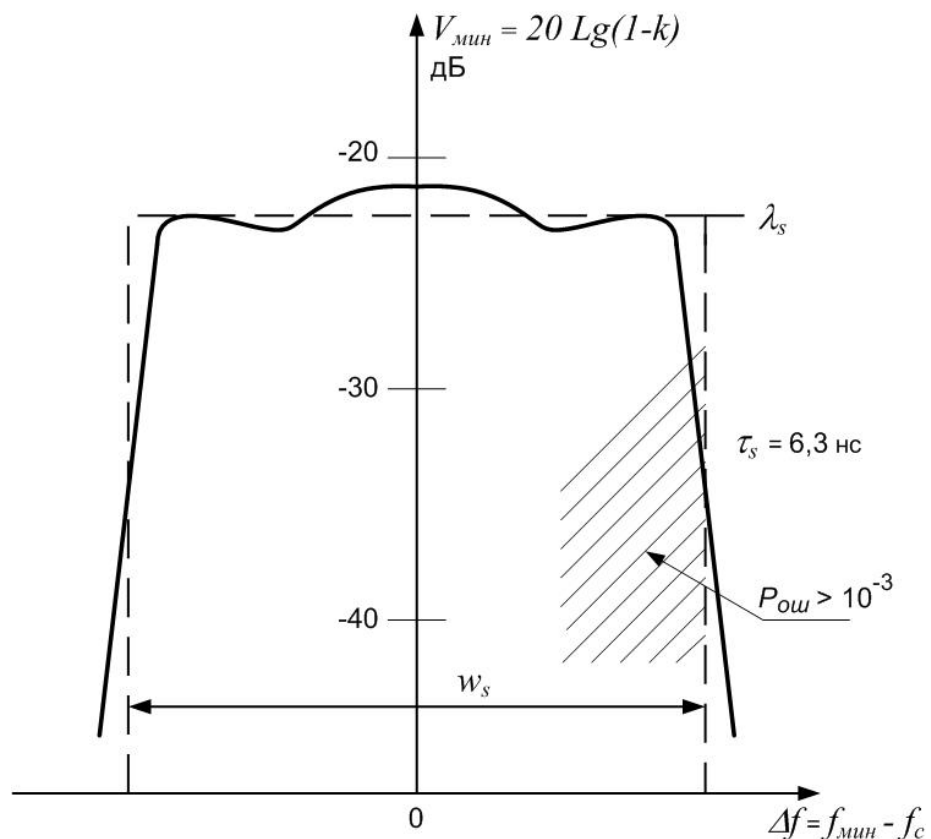


Рис.П3.1. График сигнатуры ЦСРС

По оси абсцисс откладываются значения расстройки частоты интерференционного минимума относительно центра спектра сигнала (см. рис

П1.2), по оси ординат – значения глубины провала АЧХ – т.е. $V_{мин}$, при которых наступает срыв связи (обычно $K_{ош}=10^{-3}$). Таким образом, область под графиком сигнатуры соответствует параметрам радиоканала, при которых связь нарушается.

Сигнатуры современных ЦСРС почти прямоугольные, а их ширина w приблизительно равна скорости передачи символов $B_s = 1/T_s$. Высота сигнатуры λ_s зависит от формата модуляции (вида модуляции, методов обработки сигнала на передаче и приёме), скорости передачи символов и наличия адаптивных корректоров (эквалайзеров). Обычно форму сигнатуры считают прямоугольной и аппроксимируют, как это показано пунктирными линиями на рис.ПЗ.1. **Важно:**

1) процент времени нарушения связи на пролёте ЦСРС пропорционален площади сигнатуры $\lambda_s \cdot w$;

2) сигнатуру можно "нормализовать", т.е. пересчитать к единым "стандартным" условиям измерения (одинаковой скорости передачи, и времени задержки $\tau_s = 6,3$ нс). При этом площадь сигнатуры будет зависеть только от формата модуляции. Величину этой площади называют нормализованной сигнатурой K_n . Согласно [3],

$$K_n = (w \cdot m) \cdot T_s^2, \quad \text{где } m = \lambda_s / \tau. \quad (\text{ПЗ.1})$$

Учитывая, что в модели лабораторной работы все частоты и длительности задаются относительно T_s , приведём **пример нормализации** сигнатуры. Пусть в результате построения графика получились следующие значения:

высота сигнатуры соответствует уровню V дБ,

ширина $w = W$ (в единицах $\Delta f T_s$), т.е. $w = W / T_s$.

Сигнатура измерена при $\tau / T_s = 0,1$. Т.е. $\tau = 0,1 T_s$.

1) Определяем $\lambda_s = (1 - k) = 10^{0,05 \cdot (-V)}$;

2) определяем $m = \lambda_s / \tau = 10^{0,05 \cdot (-V)} / [(\tau / T_s) \cdot T_s]$;

3) находим $K_n = (w m) T_s^2 = ((W/ T_s) * (10^{0,05*(-V)} / 0,1 T_s)) * T_s^2$.

$$K_n = (T_s / \tau) * W * 10^{0,05*(-V)} \quad (\text{П3.2}).$$

При $\tau/T_s = 0,1$, $W=1,2$ и $V=-21$ дБ получаем $K_n = 10 * 1,2 * 0,089 = 1,07$.

В заключение следует отметить, что описанные выше селективные замирания относятся к замираниям **минимально-фазового** типа, так как комплексный коэффициент радиоканала имеет минимально-фазовую характеристику. В природе часто (с равной вероятностью) возникают условия, при которых характеристика радиоканала становится неминимально-фазовой. Это происходит при трёхлучевом распространении, когда амплитуда прямого сигнала может оказаться меньше запаздывающих. В данной лабораторной работе можно имитировать условия неминимальной фазы, задавая время запаздывания отражённого луча со знаком "минус" и измерять сигнатуру для замираний неминимально-фазового типа.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4. КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ПРОГРАММЫ LAB22. ИНСТРУКЦИЯ ПО УСТАНОВКЕ ФАЙЛОВ ПРОГРАММЫ НА КОМПЬЮТЕР.

Программа предназначена для моделирования глаз-диаграммы и квадратурной диаграммы ЦС с 4ФМ и Найквистовской фильтрацией на выходе двухлучевого радиоканала при различных значениях параметров его модели. Это позволяет визуально оценить по полученным диаграммам уровень межсимвольных помех при селективных замираниях и измерить сигнатуру.

Программное обеспечение лабораторной работы устанавливается путём записи в отдельный каталог на жёсткий (или съёмный) диск следующих файлов:

1. Lab22.exe – исполняемый файл, запускается для начала работы.
2. Date.eye - файл для запоминания исходных данных. При очередном запуске программы данные из этого файла появляются в окнах ввода для редактирования, что удобно для пользователя при перерывах в работе.
5. Набор динамически подключаемых библиотек (DLL), стандартный для 32-битной ОС "Windows". Обычно все эти файлы имеются в каталоге "...WINDOWS\system32". Программа протестирована на компьютере с ОС "Windows-XP".

Если программа в процессе работы не обнаружит нужной DLL, следует записать её в каталог вместе с основными файлами. Состав набора библиотек: asycfilt.dll, COMCAT.DLL, msstdfmt.dll, msvbvm60.dll, oleaut32.dll, olepro32.dll, stdole2.tlb, VB6STKIT.DLL.

Каталог с программами может иметь любое допустимое для ОС имя, например ...\\Lab22. Максимальный размер занимаемого места на диске – 2,75 МВ. Программа не делает каких-либо записей в системном реестре и может быть удалена с компьютера простым удалением рабочего каталога.

Работа с программой не требует каких-либо особых приёмов. Ввод – вывод всех данных и графиков осуществляется через стандартные для

"Windows" окна, размещённые на трёх листах – формах. Переход от одной формы к другой и обратно осуществляется по "нажатию" соответствующих "кнопок" на формах. При изменении исходных данных или режимов отображения диаграмм пересчёт осуществляется автоматически.

Для удобства определения параметров на графике ГД отображаются вертикальная и горизонтальная линии визирования красного цвета. Перемещение этих линий осуществляется соответствующими движками вертикальной и горизонтальной прокрутки. Положение вертикальной линии визирования на ГД определяет момент принятия решения (в этот момент времени положение вектора сигнала на КД подсвечивается жирной точкой зелёного цвета). См. рис.П2.1 - П2.4.

Для правильной работы программы необходимо:

1. Перед запуском программы убедиться, что региональные настройки ОС на компьютере предусматривают использование точки (а не запятой!) в качестве разделителя целой и дробной частей числа. Вход в меню настройки: "Пуск" – "Настройка" – "Панель управления" – "Язык и региональные стандарты" - "Настройка".

2. В процессе работы с программой при вводе исходных данных следите за тем, чтобы числовые значения не выходили за допустимые пределы (указаны в скобках в меню ввода). Если данные введены с ошибкой, фон окна ввода станет красным. Можно попытаться выполнить моделирование при этом, но правильный результат не гарантируется.

ЛИТЕРАТУРА.

1. Лабораторная работа № 5. Изучение принципов передачи цифровых сигналов по РРЛ. Описание. (Имеется на страничке кафедры СРС сайта МТУСИ <http://www.mtuci.ru/structure/faculty/rit/srs/RRL5.pdf>).
2. М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. Системы связи с подвижными объектами. М., Радио и связь, 2002. -440 с.: ил.
3. Справочник по цифровым РРС. МСЭ. Женева 1996.
4. Рекомендация F.1093-2 МСЭ-Р. Влияние многолучевости распространения радиоволн на проектирование и работу цифровых систем фиксированной беспроводной связи прямой видимости. Женева 2006.
5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер.с англ. / Под ред. В.И.Журавлёва. – М.:Радио и связь, 2000.- 520 с.: ил.
6. Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики. Учебное пособие.- М.: Эко-Трендз, 2005.- 392 с.: ил.
7. Рекомендация O.150 МСЭ-Т. Цифровые тестовые последовательности для измерения характеристик цифрового передающего оборудования.