

УДК 621.391

**МЕТОД ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО АНАЛИЗА
ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА КОДИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ
ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ С НЕПРЕРЫВНОЙ ФАЗОЙ**

Банкет В.Л., Манаков С.Ю.

*Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова,
65029, Украина, Одесса, ул. Кузнечная, 1*

vlbank@mail.ru, manakov@onat.edu.ua

**МЕТОД ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО АНАЛІЗУ
ЕНЕРГЕТИЧНОГО СПЕКТРА КОДОВАНИХ СИГНАЛІВ
ЧАСТОТНОЇ МОДУЛЯЦІЇ З НЕПЕРЕРВНОЮ ФАЗОЮ**

Банкет В.Л., Манаков С.Ю.

*Одеська національна академія зв'язку імені О.С. Попова,
65029, Україна, Одеса, вул. Ковальська, 1*

vlbank@mail.ru, manakov@onat.edu.ua

**THE METHOD OF POWER SPECTRUM EXPERIMENTAL
ANALYSIS OF CODED CONTINUOUS PHASE
FREQUENCY MODULATION SIGNALS**

Banket V.L., Manakov S.Ju.

*O.S. Popov Odessa National Academy of Telecommunications
1 Kovalska St., Odessa, 65029, Ukraine*

vlbank@mail.ru, manakov@onat.edu.ua

Аннотация. В статье разработана экспериментальная методика для исследования энергетических спектров кодированных сигналов частотной модуляции с непрерывной фазой.

Ключевые слова: энергетический спектр, сигнал частотной модуляции с непрерывной фазой.

Анотація. У статті розроблено експериментальну методику для дослідження енергетичних спектрів кодованих сигналів частотної модуляції з неперервною фазою.

Ключові слова: енергетичний спектр, сигнал частотної модуляції з неперервною фазою.

Abstract. In article an experimental methodic for power spectrum investigation of coded continuous phase frequency modulation signals are developed.

Key words: power spectrum, continuous phase frequency modulation signals.

ВВЕДЕНИЕ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Дискретные сигналы частотной модуляции с непрерывной фазой (ЧМНФ) в сравнении с другими сигналами характеризуются следующими преимуществами:

1. Постоянство огибающей сигнала ЧМНФ и отсутствие скачков фазы модулированного сигнала.
2. Отсутствие паразитной амплитудной модуляции при прохождении через узкополосные тракты.
3. Компактность спектра и малый уровень внеполосных излучений.
4. Высокие показатели энергетической и частотной эффективности.

Эти преимущества определяют широкое применение сигналов ЧМНФ в системах наземной и спутниковой связи. Методы формирования и обработки сигналов ЧМНФ по-

дробно изложены в основополагающей монографии [1], а также в популярном руководстве [2]. Рассмотрению этих же вопросов посвящены монографии [3, 4].

Дискретный сигнал ЧМНФ имеет вид [1]:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_0 t + \phi(t) + \phi_0], \quad (1)$$

где текущая фаза определяется выражением

$$\phi(t) = 2\pi h \sum_{i=-\infty}^{\infty} (2\alpha_i - m + 1) g_{\phi}(t - iT), \quad (2)$$

здесь E – энергия сигнала длительностью T , f_0 и ϕ_0 – частота и начальная фаза; h – индекс модуляции; m – объём алфавита модулирующих символов $\alpha \in \{0, \dots, m-1\}$. Обычно, для описания сигналов ЧМНФ задаётся форма частотного отклика $q_f(t)$, который, как известно, связан с фазовым откликом $g_{\phi}(t)$ дифференциальным соотношением. Скругление частотного отклика по закону RC (приподнятый косинус) часто рассматривается в теоретических исследованиях. Сглаженный закон изменения фазы сигнала ЧМНФ и отсутствие разрывов фазовой функции побуждает к выводам относительно узкополосности спектра. Однако, при этом, анализу спектра сигналов ЧМНФ в литературе уделено недостаточно внимания.

Для повышения помехоустойчивости систем передачи цифровой информации с различными видами модуляции все чаще применяется свёрточное кодирование. Однако, задача оценки изменений энергетического спектра сигнала ЧМ, обусловленных модуляцией кодированными символами, является *актуальной* и в известной авторам литературе не решалась. Поскольку теоретический анализ спектра по рекомендации [1] в условиях неизвестной статистики кодированных модулирующих символов представляет определённые затруднения, оказалось целесообразным решение поставленной задачи экспериментальным методом, на основе моделирования процессов кодирования и модуляции. *Задача настоящей статьи* – разработка экспериментальной методики для анализа энергетического спектра кодированных сигналов ЧМНФ и оценка на этой основе степени компактности спектра и влияния параметров свёрточных кодов (вида порождающих многочленов, длины кодирующего регистра кодера и др.) на важнейшие характеристики спектра. Исследования проводились с применением среды графического программирования потоков данных HP VEE.

1 СТРУКТУРА МЕТОДА АНАЛИЗА ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА

Структура разработанного метода анализа энергетического спектра кодированных ЧМНФ сигналов, представлена на рис. 1.

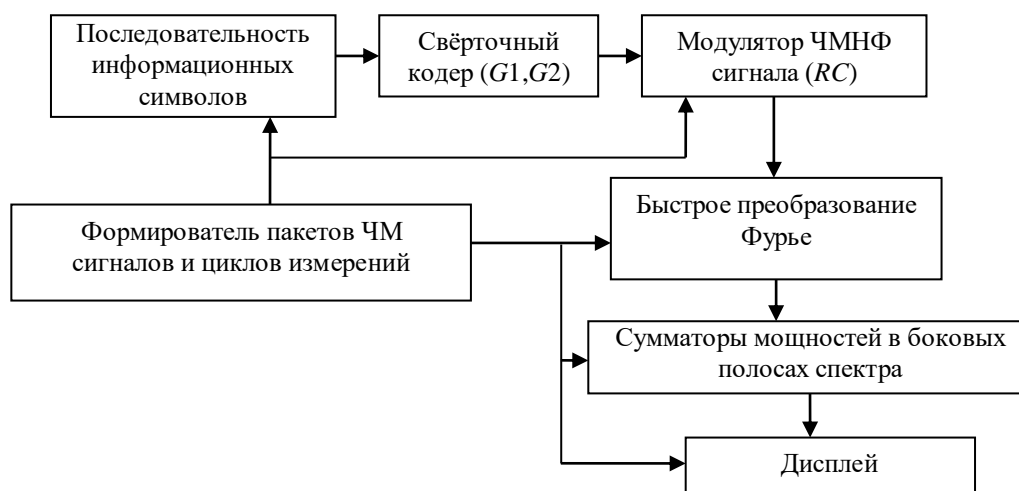


Рисунок 1 – Структура метода экспериментального исследования энергетического спектра

Комплекс содержит:

1. Источник двоичных равновероятных независимых символов длительности T .
2. Сверточный кодер со скоростью $1/2$ и порождающими многочленами ($G1, G2$). При соответствующем выборе порождающих многочленов изменяется используемая длина кодирующего регистра кодера K . При установке значений многочленов $G1 = 1, G2 = 1$ сверточное кодирование отсутствует, и модуляция производится последовательностью информационных символов без памяти.
3. В модуляторе в соответствии с формулами (1), (2) и известным выражением функции приподнятого косинуса [1] формируется пакет сигналов ЧМНФ с частотным откликом по закону RC . Сглаженный характер изменения частоты ЧМНФ- RC сигнала в пределах тестового пакета показан на рис. 2.

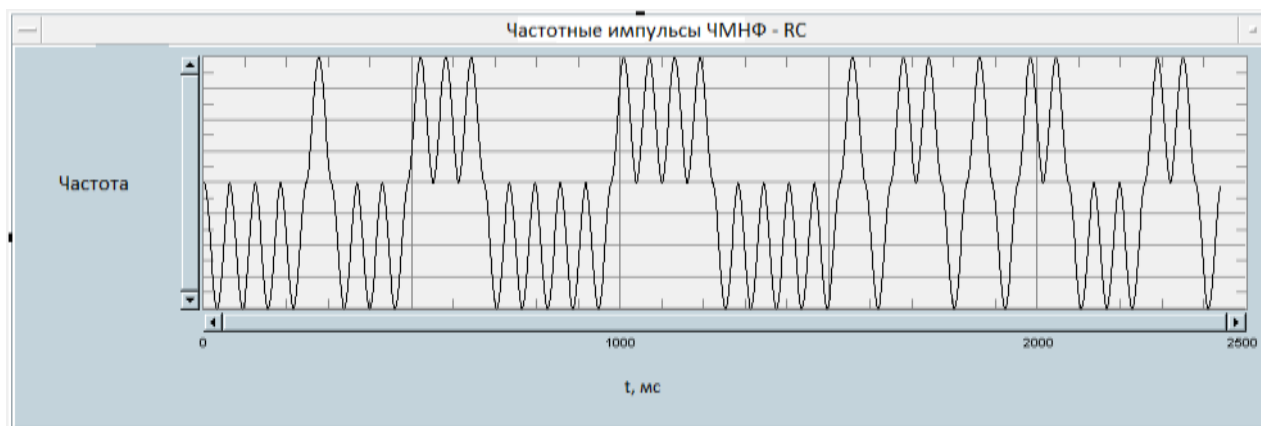


Рисунок 2 – Фрагмент закона изменения частоты ЧМНФ- RC сигнала в пределах тестового пакета

4. Испытания производятся циклически. Формирователь цикла измерений периодически с интервалом длительности цикла $T_{ц}$ формирует тестовый пакет. Длительность цикла $T_{ц}$ выбирается таким образом, чтобы при реальной длительности элементарного сигнала T на протяжении цикла размещалось достаточное количество анализируемых ЧМ сигналов $N_{ц} = \frac{T_{ц}}{T}$. Выбор большого значения $N_{ц}$ обеспечивает анализ множества возможных комбинаций модулирующих символов, что необходимо для выявления влияния на спектр корреляции символов при сверточном кодировании.

5. Управление работой структур анализатора спектра производится формирователем цикла, который обеспечивает согласованную работу всех блоков алгоритма.

6. Основной задачей измерений является оценка степени компактности энергетического спектра ЧМ сигнала. В состав структуры на рис.1 входят сумматоры, позволяющие определить величины мощностей сигнала в заданных участках спектра.

7. Результаты анализа спектра отображаются на дисплее.

2 РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА СПЕКТРА

Далее, в пп. 2.1, 2.2 изложены результаты предварительных измерений. Методики и основные результаты измерений представлены в последующих подразделах.

2.1 Определение скорости модуляции

В разработанном алгоритме длительность двоичного модулирующего символа составляет $T = 40$ мс, что соответствует скорости модуляции $V = \frac{1}{T} = 25$ бит/с. Длительность символа определялась с использованием калиброванного по ширине временного окна (рис. 3). Шкала амплитуды – условные единицы.

2.2 Определение и ввод значений «частотных» индексов « F_{mark} » и « F_{sign} »

После предварительной установки длительности цикла измерений $T_{ц} > 10$ с по изложенной выше методике производится определение и ввод значений «частотных» индексов « F_{mark} » и « F_{sign} ». По этим данным в последующем по формуле (9) вычисляется коэффициент «пересчета» K_f масштабов при любой длительности цикла измерений.

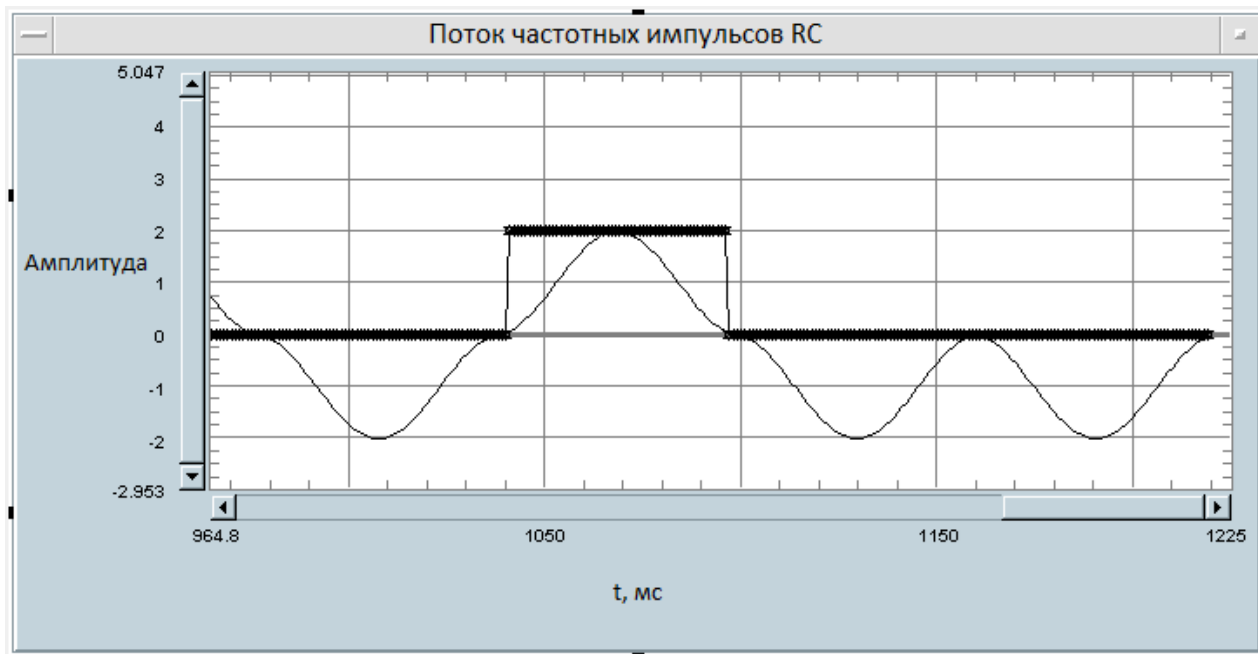


Рисунок 3 – К определению длительности модулирующего RC-символа методом временного окна. Ширина окна и длительность символа $T = 40$ мс

2.3 Вычисление мощности внеполосных излучений

В основополагающей монографии [1] степень компактности спектра предложено оценивать долей мощности ЧМ сигнала, сосредоточенной в боковых полосах спектра, отнесённой к полной мощности сигнала. Следуя этой рекомендации, в разработанном алгоритме предусмотрено вычисление следующих показателей спектра по отсчётам $S(k)$, $k \in (0, \dots, N-1)$ на выходе блока дискретного преобразования Фурье:

1. Полная мощность ЧМ сигнала в полосе FFT-коэффициентов ($F_{\min} = 0, \dots, F_{\max} = 599$)

$$P_{full} = \sum_{k=F_{\min}}^{k=F_{\max}} S^2(k). \quad (3)$$

2. Мощности боковых полос, отстоящих по частоте на величину $\frac{B}{2}$ от центральной частоты спектра F_{centr} , совпадающей с частотой несущей F_{sign} . В боковых полосах: в нижней полосе $\left[F_{\min} = 0, \dots, F_{down} = \left(F_{centr} - \frac{B}{2} \right) \right]$ и в верхней полосе

$$\left[F_{upper} = \left(F_{centr} + \frac{B}{2} \right), \dots, F_{\max} \right] \quad (4)$$

мощности боковых определяются вычислениями

$$P_{down} = \sum_{k=0}^{F_{down}} S^2(k), \quad (5)$$

$$P_{upper} = \sum_{k=F_{upper}}^{F_{max}} S^2(k).$$

3. Суммарная мощность в боковых полосах спектра за пределами условной «основной» полосы протяжённостью $B = 2\left(\frac{B}{2}\right)$

$$P_{outb} = P_{down} + P_{upper}.$$

4. Относительная доля внеполосной мощности

$$\delta = \frac{P_{outb}}{P_{full}}. \quad (6)$$

5. Коэффициент компактности спектра (C_L – Compact Level), определяющий долю полной мощности спектра, сосредоточенной в «основной» полосе B

$$C_L = \frac{P_{full} - P_{outb}}{P_{full}}. \quad (7)$$

В монографии [1] предложены следующие значения коэффициента компактности $C_L = (0,9; 0,99)$. При выборе $C_L = 0,9$ полоса $B_{0,9}$ (в пределах которой сосредоточено 90 % полной мощности ЧМ сигнала) широко используется для сравнения компактности различных сигналов. На рис. 5 приведён вид интерфейса программы, предназначенной для вычислений относительной доли внеполосной мощности δ в соответствии с формулой (6).

Результаты измерений представлены в табл. 1.

Таблица 1 – Результаты измерений относительной доли внеполосной мощности

Порождающие многочлены свёрточного кода, $(G1,G2)$	(1,1)	(5,7)	(13,15)	(25,37)	(133,171)
Длина кодирующего регистра, K	1	3	4	5	6
Относительная доля мощности, $\delta = \frac{P_{outb}}{P_{full}}$	0,7967	0,4243	0,2675	0,2732	0,1697

Отметим, что при введении кодирования уровень внеполосной мощности снижается с ростом длины памяти кода.

2.4 Определение полосы B_{C_L} по заданному коэффициенту компактности C_L

В алгоритме организован переборный поиск величины полосы B_{C_L} , в пределах которой сосредоточена мощность сигнала, составляющая заданную долю \hat{C}_L от полной мощности сигнала. С этой целью измерения мощностей по формулам (3) и (5) производятся циклически. Причём, в начале каждого цикла полоса B предварительно устанавливается по правилу $B = B_{start} + nB_{step}$, где n – номер цикла. Тем самым достигается изменение границ боковых полос (11) с шагом B_{step} , в пределах которых вычисляются мощности боковых составляющих спектра. Предварительно в специальном окне «Stop CL» устанавливается требуемый уровень коэффициента компактности спектра. После запуска программы производятся вычисления мощностей по формулам (3), (5) и далее коэффициента компактности спектра по формуле (6). Поиск прекращается при выполнении условия $\{C_L \geq StopCL\}$. Вид рабочей интерфейса вычислительной программы показан на рис.2. В соответствующих окнах отображаются значения упомянутых выше в пп. 2.1–2.4 показателей спектра.

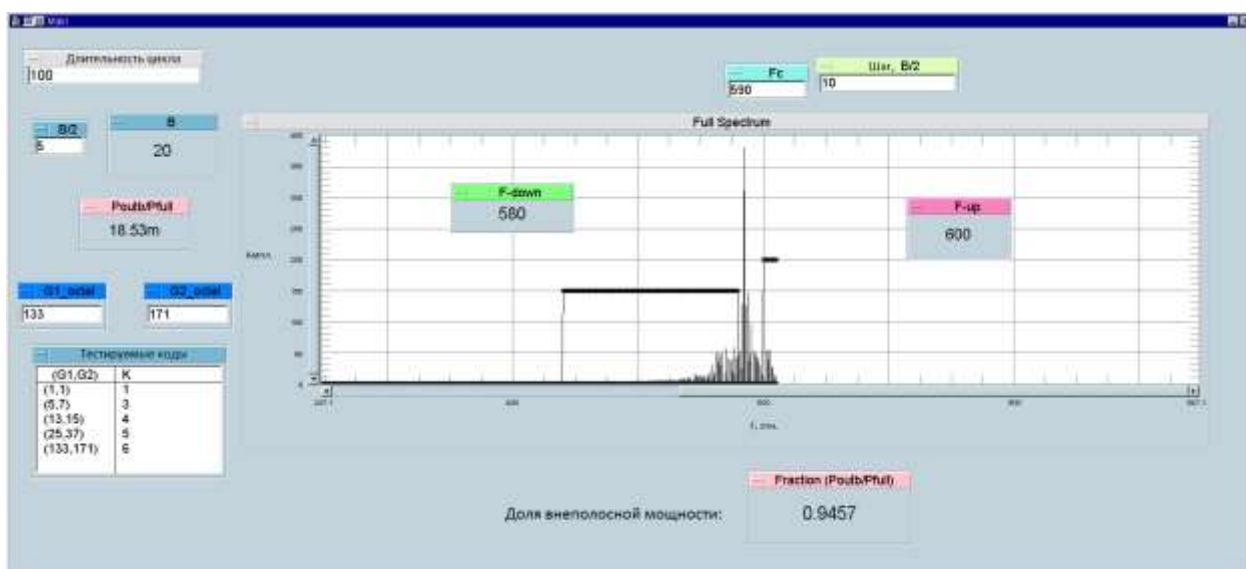


Рисунок 4 – Интерфейс программы вычисления мощностей спектра ЧМ сигнала, сосредоточенных в нижней и верхней боковых полосах. Частота несущей $F_c = 590$, пределы интервалов для суммирования составляющих боковых полос отмечены прямоугольными «масками»

С использованием определённого ранее в п. 2.2 коэффициента «пересчёта» K_f масштабов вычисляется ширина «основной» полосы $B_{CL} = \hat{B}_{CL} \times K_f$ (Гц) для последующего сопоставления полосы со скоростью модуляции по показателю $\gamma = \frac{V}{B_{CL}}$ ((бит/с)/Гц).

Результаты поиска значений «основной» полосы по заданному уровню $C_L = 0,9$ при внешнем свёрточном кодировании с различными длинами кодирующего регистра представлены в табл. 2. Проведённые в пп. 2.4 измерения подтверждают установленный ранее в пп. 2.3 факт влияния памяти кодера внешнего свёрточного кода на показатели компактности спектра ЧМНФ сигнала: с ростом длины памяти внешнего свёрточного кода K сокращается «основная» полоса $B_{0,9}$, в которой сосредоточено 90 % полной мощности энергетического спектра.

Таблица 2 – Результаты поиска «основной» полосы по заданному уровню $C_L = 0,9$

К, (код)	1, (1,1)	3, (5,7)	4, (13,15)	5, (25,37)	6, (133,171)
Доля внеполосной мощности, δ	0,9149	0,9004	0,9154	0,9042	0,9032
«Основная полоса» (FFT-коэф.), $B_{0,9}$	16	14	14	12	12
«Основная полоса» (Гц), $B_{0,9}$	28,57	23,43	23,43	21,43	21,43
Удельная скорость, $\gamma = \frac{V}{B_{CL}} \left(\frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}} \right)$	1,143	0,8771	0,8771	0,8571	0,8571

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведен анализ известных источников по вопросу анализа энергетического спектра сигналов ЧМНФ.

Разработан экспериментальный метод анализа энергетического спектра сигналов частотной модуляции с непрерывной фазой при передаче двоичных символов, кодированных свёрточным кодом.

В результате исследований установлена зависимость внеполосной мощности кодированного ЧМ сигнала от длины кодирующего регистра свёрточного кода. С ростом длины регистра свёрточного кодера уровень составляющих боковых полос спектра убывает.

Полученные результаты предполагается использовать для оптимизации параметров свёрточных кодов для каналов с ЧМНФ по критериям энергетической и частотной эффективности.

ЛИТЕРАТУРА

1. J.B. Anderson, T. Aulin, C.-E. Sundberg. Digital Phase Modulation. N.Y.: Plenum Press. 1986. 490 p.
2. Дж. Прокис. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
3. Банкет В. Л. Цифровые методы в спутниковой связи / В. Л. Банкет, В. М. Дорофеев. – М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
4. Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах. – Одесса: Феникс, 2009. 180 с.

REFERENCES:

1. Anderson, John B., Tor Aulin, and Carl-Erik Sundberg. Digital Phase Modulation. New York: Plenum, 1986. Print.
2. Proakis, John G. Digital Communications. Boston: McGraw-Hill, 2001. Print.
3. Banket, V. L., and V. M. Dorofeev. Tsifrovye Metody v Sputnikovoĭ Sviazi. Moskva: "Radio i Sviaz", 1988. Print.
4. Banket, V. L. Signalno-kodovye KonstrukTSii v Telekommunikatsionnykh Sistemakh, Odessa: "Feniks", 2009. Print.