

Выбор параметров модулированного сигнала с непрерывной фазой и гауссовской фильтрацией для широкополосной системы связи

77-30569/249978

11, ноябрь 2011

Крючков И. В., Сенин А. И., Чернавский С. В., Нефедов С. И.

УДК 621.396.4

НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э. Баумана

chernavsky_sv@list.ru

kryuchkov@bmstu.ru

nefedov@bmstu.ru

В последнее время в связи с развитием техники миллиметровых волн возрос интерес к системам передачи данных, работающим в миллиметровом диапазоне. В частности диапазон частот вблизи 60 ГГц имеет ряд характеристик, хорошо подходящих для систем связи на относительно небольшие расстояния: возможность передавать большие объемы данных, помехозащищенность, скрытность, высокая направленность антенн и т.д.

Современный уровень техники позволяет успешно создавать генераторы миллиметровых волн с частотной модуляцией. При этом для достижения хороших показателей по помехоустойчивости и экономии частотного ресурса привлекательной является возможность использования модуляции с непрерывной фазой (МНФ) [1]. Важным вопросом является зависимость характеристик линии связи от выбора параметров МНФ. Именно этому вопросу для случая сигнала с МНФ и гауссовской фильтрацией посвящена данная работа.

Выбор гауссовской фильтрации обусловлен результатами работ по глобальной оптимизации параметров МНФ [2], в которых методами нелинейного программирования численно решалась задача выбора вида низкочастотного сглаживающего фильтра. Исследования показали, что наилучший сглаживающий фильтр незначительно отличается от гауссовского, при этом выигрыш составляет всего лишь примерно 0.9дБ .

Как известно, МНФ является фазовой манипуляцией с законом изменения фазы [3-6]

$$\varphi(t) = 2\pi \sum_{i=0}^N \alpha_i h q(t - iT),$$

где α_i - информационные M -ичные символы из алфавита $\{\pm 1 \pm 3 \dots \pm(M-1)\}$, h - индекс модуляции, $q(t)$ - фазовый импульс длительностью L символов (изменение фазы на выходе модулятора).

Гауссовский фильтр характеризуется импульсной характеристикой [6]

$$g(t) = B \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} \exp\left(-\frac{2\pi^2 B^2}{\ln 2} t^2\right),$$

где B - ширина полосы пропускания гауссовского фильтра по уровню -3дБ . В этом случае отклик фильтра на информационный импульс [6]

$$g(t) = \frac{1}{2} \left\{ e^{-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \cdot t} + e^{-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \cdot (t+T)} \right\},$$

где $e^{-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \cdot t} = \int_0^t e^{-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \cdot \nu} d\nu$.

Тогда фазовый импульс $q(t)$ будет иметь вид [6]

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(t) dt.$$

Для МНФ параметрами, которые подлежат выбору, являются:

1. M - алфавит источника информации;
2. h - индекс модуляции;
3. L - длительность фазового импульса (в единицах длительности информационных символов).

Рассмотрим свойства сигналов с МНФ с $M=2$ и $M=4$. При увеличении количества информационных символов в алфавите источника информации, как показано в литературе для других низкочастотных фильтров [3], выигрыш в совокупности по помехоустойчивости и занимаемой полосе будет незначительным или вообще будет отсутствовать. Поэтому есть основания полагать, что наиболее приемлемым вариантом окажется случай $M=4$. Случай $M=2$ является привлекательным из-за своей вычислительной простоты по сравнению с другими M .

При выборе индекса модуляции необходимо учитывать тот факт, что для когерентной демодуляции с использованием алгоритма Витерби необходимо использовать

только рациональные индексы модуляции. Чрезмерно маленькие индексы модуляции приводят к низкой помехоустойчивости. Чрезмерно большие индексы модуляции – к расширению спектра сигнала без улучшения помехоустойчивости [3]. Кроме того, от выбора индекса модуляции зависит количество состояний в решетке состояний. Если индекс модуляции представить в виде

$$h = \frac{2k}{p}, \quad k \in N, \quad p \in N,$$

тогда общее количество состояний в решетке:

$$N = pM^{L-1}$$

На рисунке 1 представлен график всех рациональных индексов модуляции в промежутке $h \in (0, 1)$.

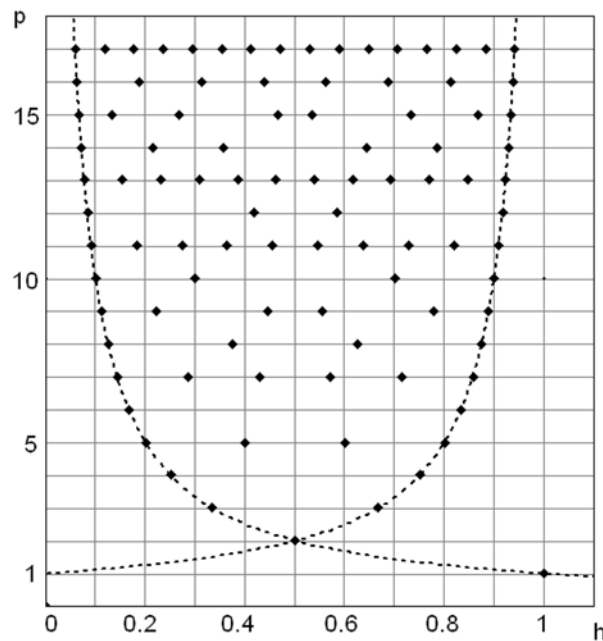


Рис. 1. Зависимость количества состояний начальной фазы от индекса модуляции

Для дальнейшего рассмотрения возьмем индексы модуляции из набора H , все они ограничены значением $p \leq 10$:

$$H = \left\{ \frac{1}{3}, \frac{2}{5}, \frac{4}{9}, \frac{1}{2}, \frac{4}{7}, \frac{3}{5}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4} \right\}.$$

Поскольку рассматривается манипуляция с гауссовской фильтрацией, длительность фазового импульса L связана с параметром сглаживающего фильтра BT , где T – длительность информационного импульса. Для дальнейшего рассмотрения возьмем

диапазон $BT = 0.2...1$, что примерно соответствует $L = 2...4$. Дальнейшее уменьшение BT (увеличение L) приведет к слишком большому числу операций при демодуляции. Увеличение же BT приведет к плохим спектральным характеристикам модулированного сигнала.

Для выбора наиболее подходящих параметров сигналов с МНФ необходимо определиться с тем, по каким характеристикам сравнивать получающиеся виды модуляции. В технике связи традиционными критериями сравнения различных видов модуляции являются помехоустойчивость системы связи и полоса частот, занимаемая сигналом.

В качестве показателя помехоустойчивости возьмем верхнюю границу квадрата минимального сигнального расстояния d_B^2 для сигнала с МНФ, нормированного к энергии бита информации E_b [3, 4]:

$$d_B^2 = \frac{1}{2E_b} \min_{\substack{i,k \\ i \neq k}} \left\{ \int_0^\infty [s_i(t) - s_k(t)]^2 dt \right\}.$$

Процедура поиска верхней границы минимального сигнального расстояния представляет собой переборный алгоритм для всех возможных комбинаций информационных символов бесконечной длины, отличающихся в первых N символах и совпадающих во всех символах, идущих далее. Обычно N берется равным не более L [3]. Алгоритм, позволяющий сократить вычислительную сложность перебора, рассмотрен в [3].

Для полосы частот, занимаемой сигналом, существует несколько определений. Наиболее распространены два из них. Согласно первому из них полоса сигнала – это интервал частот, в которой сосредоточена определенная часть энергии сигнала (например 99,9%); согласно другому – это полоса частот, в котором спектральная плотность мощности сигнала спадает до заданного уровня (например -40дБ). Для теоретического рассмотрения более удобен первый, поэтому остановимся именно на нем. Для дальнейшего рассмотрения долю энергии сигнала внутри полосы возьмем на уровне $\alpha = 0,999$. С использованием такого определения полосы частот, занимаемой сигналом, коэффициент спектральной эффективности модулированного сигнала можно определить следующим образом:

$$F_\alpha = \frac{1}{T_b \Delta F},$$

где ΔF - полоса частот, занимаемых сигналом, T_b - длительность 1 бита информации.

Для выбранных значений индекса модуляции h и диапазона значений параметра BT на рисунке 2 построены графики зависимости границы квадрата минимального сигнального расстояния от коэффициента спектральной эффективности модулированного сигнала. Граница минимального сигнального расстояния и спектральные плотности мощности манипулированных сигналов рассчитывались в соответствии с методиками, приведенными в [3].

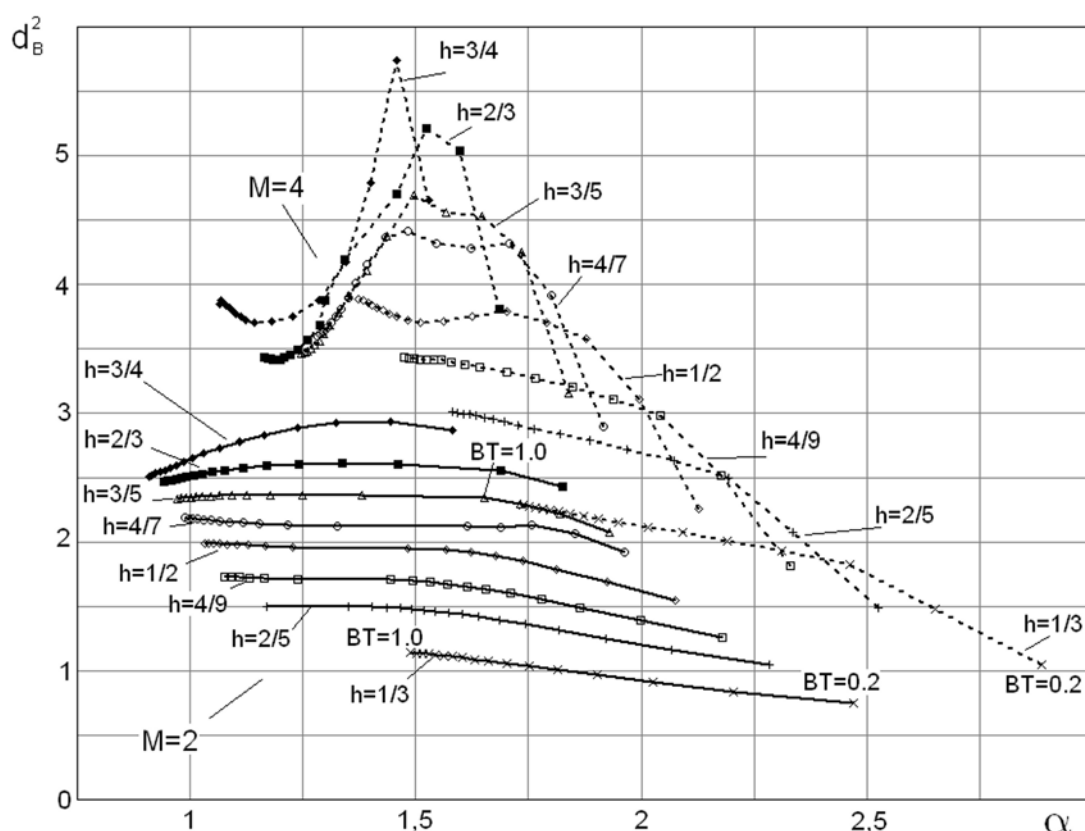


Рис. 2. Зависимость квадрата границы минимального сигнального расстояния от коэффициента спектральной эффективности модулированного сигнала для выбранных значений h и BT .

Получение более точных характеристик требует применение квадрата минимального сигнального расстояния, поскольку минимальное сигнальное расстояние может отличаться от границы минимального сигнального расстояния для некоторых рациональных индексов модуляции [3].

Полученные графики позволяют выбрать подходящие параметры сигнала с МНФ для имеющегося частотного и энергетического ресурса. Также полученные графики позволяют составить таблицу типов манипуляций для проектируемой линии связи с целью адаптивного изменения манипуляции в процессе работы.

Литература:

1. Крючков И.В., Сенин А.И., Чернавский С.В., Нефедов С.И. Сравнительный анализ характеристик манипулированного сигнала с непрерывной фазой и гауссовской фильтрацией для системы связи миллиметрового диапазона // Радиолокация, навигация и связь: Тез. докл. Междунар. конф. Воронеж, 2011. Том 2, С. 1165-1169.
2. T. Svensson and A. Svensson. Optimizing Performance of Spectrally Constrained Partial Response CPM. Technical Report R005/2000, 2000.
3. J.B. Anderson, T. Aulin and C-E.W. Sundberg, Digital Phase Modulation, New York: Plenum, 1986.
4. Акимов П.С. и др. Сигналы и их обработка в информационных системах: Учеб. Пособие для вузов/ П.С. Акимов, А.И. Сенин, В.И. Соленов. – М.: Радио и связь, 1994. – 256 с.: ил.
5. W.P. Osborne and M.B. Luntz, Coherent and noncoherent detection of CPFSK, IEEE Trans. Commun. COM-22, 1023-1036 (1974)
6. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.: ил.

Parameter selection for continuous phase modulation with Gaussian filtration for broadband communications

77-30569/249978

11, November 2011

Kryuchkov I.V., Senin A.I., Chernavskii S.V., Nefedov S.I.

Bauman Moscow State Technical University

chernavsky_sv@list.ru

kryuchkov@bmstu.ru

nefedov@bmstu.ru

This paper covers the question of parameter selection for continuous phase modulation with Gaussian filtration for obtaining appropriate characteristics in noise immunity and spectral properties. The authors present a method of parameter selection. The results enable to select appropriate parameters of continuous phase modulation.

Publications with keywords: [continuous phase modulation](#), [gauss filtration](#), [spectral performance](#), [parameter selection](#), [error performance](#)

Publications with words: [continuous phase modulation](#), [gauss filtration](#), [spectral performance](#), [parameter selection](#), [error performance](#)

Reference:

1. Kriuchkov I.V., Senin A.I., Chernavskii S.V., Nefedov S.I., in: Proceedings of international scientific and technical conference on Radiolocation, Navigation and Communication, Voronezh, Vol.2, 2011, pp. 1165-1169.
2. T. Svensson, A. Svensson, Optimizing Performance of Spectrally Constrained Partial Response CPM, Technical Report R005/2000, 2000.
3. J.B. Anderson, T. Aulin, C-E.W. Sundberg, Digital Phase Modulation, New York, Plenum, 1986.
4. P.S. Akimov, A.I. Senin, V.I. Solenov, Signals and their processing in the information systems, Moscow, Radio i sviaz', 1994, 256 p.
5. W.P. Osborne, M.B. Luntz, Coherent and noncoherent detection of CPFSK, IEEE Trans. Commun. COM-22, 1023-1036 (1974).
6. Feer K., Wireless digital communications. Methods of modulation and expansion of the spectrum, Moscow, Radio i sviaz', 2000, 520 p.