

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВИДА МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ МЕТОДОМ УГЛОВЫХ ГАРМОНИК БЕЗ ИНФОРМАЦИИ ОБ УРОВНЯХ СИГНАЛА И ШУМА

студ. Осипов А. В., к. т. н., доц. Сергиенко А. Б.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)

Введение

Задача определения вида цифровой модуляции сигнала возникает во многих прикладных областях радиотехники, таких как анализ электромагнитной обстановки и когнитивное радио. Для решения этой задачи в практических условиях было предложено множество методов (см., например, подробный обзор [1]). Известно, что методы, основанные на правиле максимума правдоподобия (МП), обеспечивают наилучшую достоверность определения, но требуют больших вычислительных затрат. Поэтому актуальной является разработка приближенных методов, позволяющих значительно упростить вычисления при приемлемых потерях качества.

Аппроксимация функции правдоподобия (ФП) усеченным рядом угловых гармоник позволяет значительно снизить объем вычислений, сохранив при этом основные свойства ФП. В [2] такое представление использовалось для слепой оценки фазы и частоты; в данной статье рассматривается его применение для классификации линейной модуляции путем аппроксимации нескольких МП-методов.

1. Постановка задачи и МП-решение

Задачу определения вида цифровой модуляции можно сформулировать следующим образом. Будем считать, что символьная скорость известна или была оценена (ее оценку можно произвести без информации о виде модуляции, как, например, предложено в [3]). Наблюдаемый сигнал $\{\dot{x}_k\}$ представляет собой последовательность отсчетов, взятых с символьной скоростью после согласованного фильтра:

$$\dot{x}_k = B\dot{a}_k e^{j(\varphi_0 + k\varphi_f)} + \dot{n}_k, \quad k = 0, 1, \dots, K-1, \quad (1)$$

где $\dot{a}_k$ — информационные символы, независимо и равновероятно выбранные из одного из P возможных сигнальных созвездий $\{\dot{C}_1^{(p)}, \dot{C}_2^{(p)}, \dots, \dot{C}_{M_p}^{(p)}\}$; M_p — размер p -го созвездия, $p = 1, 2, \dots, P$; φ_0 — фазовый сдвиг; φ_f — межсимвольный фазовый набег, вызванный частотным сдвигом Δf ($\varphi_f = 2\pi\Delta f T$, где T — период следования символов), B — уровень сигнала; $\dot{n}_k$ — отсчеты комплексного белого гауссова шума с дисперсией σ^2 . Уровни сигнала и шума неизвестны. Отношение сигнал-шум (ОСШ) определяется как отношение дисперсий сигнальной и шумовой компонент: $\text{SNR} = B^2 |\dot{a}_k|^2 / \sigma^2$.

Необходимо определить, какому созвездию принадлежат информационные символы $\dot{a}_k$.

В соответствии с правилом МП решение должно приниматься в пользу гипотезы $\hat{p}$, максимизирующей ФП (или логарифм ФП (Log-Likelihood Function, LLF)):

$$\text{LLF}(\hat{p} | \{\dot{x}_k\}) \geq \text{LLF}(p | \{\dot{x}_k\}) \quad \forall p. \quad (2)$$

Логарифм ФП для гипотезы p представляет собой логарифм совместной плотности вероятности (ПВ) для K наблюдаемых отсчетов. При известных частотном и фазовом сдвигах [4, 5] он может быть записан как

$$\text{LLF}(p | \{\dot{x}_k\}, \varphi_f, \varphi_0) = \sum_{k=0}^{K-1} \text{LLF}(p | \dot{x}_k e^{-j(\varphi_0 + k\varphi_f)}), \quad (3)$$

где $\text{LLF}(p | \dot{x}_k)$ — логарифм ПВ для одиночного отсчета с нулевым фазовым сдвигом:

$$\text{LLF}(p | \dot{x}_k) = \ln \left(\frac{1}{\pi \sigma^2 M_p} \sum_{m=1}^{M_p} \exp \left(- \frac{|\dot{x}_k - B \dot{C}_m^{(p)}|^2}{\sigma^2} \right) \right). \quad (4)$$

В практических условиях частотный и фазовый сдвиги, как правило, неизвестны. В таком случае следует производить усреднение или максимизацию ФП по каждому параметру, либо ее усреднение по части параметров и максимизацию по остальным. Эти подходы описаны в [1]. В данной статье рассмотрены две ситуации, наиболее распространенные на практике:

а) Частотный сдвиг известен, фаза считается случайной величиной с равномерным распределением (ФП усредняется по фазе) [6]:

$$\text{LLF}_{\varphi_0}(p | \{\dot{x}_k\}, \varphi_f) = \log \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\text{LLF}(p | \{\dot{x}_k\}, \varphi_f, \varphi_0)} d\varphi_0 \right). \quad (5)$$

б) Частотный сдвиг оценивается, фаза считается случайной величиной с равномерным распределением (ФП максимизируется по частоте и усредняется по фазе):

$$\text{LLF}_{\varphi_0, \varphi_f} (p | \{\dot{x}_k\}) = \max_{\varphi_f} \log \left(\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{\text{LLF}(p | \{\dot{x}_k\}, \varphi_f, \varphi_0)} d\varphi_0 \right). \quad (6)$$

Заметим, что в (5) и (6) усредняется именно ФП, а не ее логарифм.

Усреднение в (5) и особенно поиск максимума в (6) являются чрезвычайно ресурсозатратными операциями. По этой причине фазовый сдвиг в ряде алгоритмов устраняется дифференциальной обработкой [4]. Поскольку поиск максимума по частотному сдвигу в (6) также требует очень больших вычислительных затрат, обычно применяют алгоритмы слепой оценки частоты [7].

Далее будет предложена аппроксимация формул (4)–(6), имеющая приемлемую вычислительную сложность.

2. Разложение логарифма ФП в ряд угловых гармоник

Использование (4) напрямую для вычисления логарифма ФП требует сложных вычислений, особенно в случае необходимости усреднения или максимизации по параметрам (см. (5) и (6)). В этом разделе будет показан способ разложения логарифма ФП в ряд с целью упрощения вычислений.

Выделим модуль и фазу комплексного отсчета $\dot{x}$; тогда логарифм ФП для одного отсчета будет выглядеть следующим образом: $\text{LLF}(p | \dot{x}) = \text{LLF}(p | r e^{j\phi})$, где $r = |\dot{x}|$ и $\phi = \arg \dot{x}$.

Зависимость логарифма ФП от фазового угла представляет собой функцию с периодом Θ , определяемым угловой симметрией созвездия. Для ФМ-созвездий $\Theta = 2\pi/M$, где M — размер созвездия; для КАМ-сигналов с квадратными и крестовыми созвездиями $\Theta = \pi/2$. Таким образом, логарифм ФП можно разложить в ряд Фурье по фазовому углу ϕ , что приводит к представлению в виде ряда *угловых гармоник* [8]:

$$\text{LLF}(p | r e^{j\phi}) = \frac{A_0^{(p)}(r)}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} A_n^{(p)}(r) \cos\left(\frac{2\pi n\phi}{\Theta} + \theta_n^{(p)}(r)\right), \quad (7)$$

где $A_n^{(p)}(r)$ и $\theta_n^{(p)}(r)$ — зависящие от модуля отсчета r амплитуда и фаза n -й гармоники ряда Фурье:

$$A_n^{(p)}(r) e^{j\theta_n^{(p)}(r)} = \frac{2}{\Theta} \int_0^{\Theta} \text{LLF}(p | r e^{j\phi}) e^{-jn\phi} d\phi. \quad (8)$$

Для определенных угловых положений стандартных ФМ- и КАМ-созвездий все комплексные коэффициенты (8) ряда Фурье оказываются вещественными, так что $\theta_n^{(p)}(r) = 0$ или π . Далее для удобства считается, что $\theta_n^{(p)}(r) = 0$, а функции $A_n^{(p)}(r)$ могут принимать как положительные, так и отрицательные значения. Будем называть эти знакопеременные $A_n^{(p)}(r)$ *весовыми функциями*.

Логарифм ФП (4) после некоторых преобразований для всей последовательности отсчетов $\{\dot{x}(k)\}$ может быть записан в следующем виде [9]:

$$\text{LLF}(p | \{\dot{x}_k\}, \varphi_f, \varphi_0) = \frac{1}{2} F_0^{(p)}(0) + \text{Re} \sum_{n=1}^{\infty} e^{-j \frac{2\pi n \varphi_0}{\Theta}} \dot{F}_n^{(p)} \left(\frac{2\pi n \varphi_f}{\Theta} \right), \quad (9)$$

где
$$\dot{F}_n^{(p)}(v) = \sum_{k=0}^{K-1} A_n^{(p)}(r_k) \exp\left(j \frac{2\pi n \phi_k}{\Theta}\right) \exp(-jkv) = \sum_{k=0}^{K-1} \dot{u}_n^{(p)}(\dot{x}_k) \exp(-jkv).$$

Нелинейные преобразования $A_n^{(p)}(r)$ могут быть выполнены в виде табличных функций, поэтому представление логарифма ФП в виде (9) приводит к удобным вычислительным процедурам.

3. Предлагаемый алгоритм классификации сигналов с цифровой модуляцией

Разложение логарифма ФП в ряд угловых гармоник позволяет унифицировать вычисления для всех рассматриваемых созвездий, однако усреднение и/или максимизация по фазовому и частотному сдвигам все равно требует значительных вычислительных затрат. Однако, поскольку амплитуды угловых гармоник убывают с ростом их номеров, можно аппроксимировать логарифм ФП усеченным рядом (9).

Особенно простая аппроксимация получается, если сохранить в (9) только постоянную составляющую ($n = 0$) и первую ненулевую гармонику ($n = 1$):

$$\text{LLF}(p | \{\dot{x}_k\}, \varphi_f, \varphi_0) \approx \frac{1}{2} F_0^{(p)}(0) + \text{Re} \left(e^{-j \frac{2\pi \varphi_0}{\Theta}} \dot{F}_1^{(p)} \left(\frac{2\pi \varphi_f}{\Theta} \right) \right). \quad (10)$$

Это приближение можно непосредственно использовать вместо (4) в случае, когда фазовый и частотный сдвиги известны. Усреднение или максимизация по фазовому и частотному сдвигам приводит к следующим аппроксимациям:

а) Усреднение по фазовому сдвигу, частотный сдвиг известен (аппроксимация выражения (5)):

$$\text{LLF}_{\varphi_0}(p | \{\dot{x}_k\}, \varphi_f) \approx \frac{1}{2} F_0^{(p)}(0) + \log I_0 \left(\left| \dot{F}_1^{(p)} \left(\frac{2\pi\varphi_f}{\Theta} \right) \right| \right), \quad (11)$$

где I_0 — модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

б) Максимизация по частотному сдвигу, усреднение по фазовому (аппроксимация выражения (6)):

$$\text{LLF}_{\varphi_0, \varphi_f}(p | \{\dot{x}_k\}, \varphi_f) \approx \frac{1}{2} F_0^{(p)}(0) + \log I_0 \left(\max_v \left| \dot{F}_1^{(p)}(v) \right| \right). \quad (12)$$

Поиск максимума в (12) выполняется для амплитудного спектра нелинейно преобразованного сигнала и поэтому может быть эффективно реализован с помощью алгоритмов быстрого преобразования Фурье.

В соответствии с постановкой задачи уровни сигнала и шума априорно не известны. Чтобы избежать их оценивания, предлагается использовать следующий подход: средняя мощность сигнала приводится к единичному значению, так что $x'_k = x_k / \sqrt{(\sum_{i=0}^{K-1} |x_i|^2) / K}$, а весовые функции $A_n^{(p)}(r)$ рассчитываются

исходя из фиксированного ОСШ q_p , индивидуального для каждой гипотезы. Таким образом, при расчете мощность сигнала считается равной $q_p/(q_p + 1)$, а мощность шума — $1/(q_p + 1)$. Набор фиксированных значений ОСШ для различных гипотез определялся эмпирически для заданного множества возможных видов модуляции. Критерием выбора этих значений служило правильное распознавание видов модуляции при высоких ОСШ.

4. Результаты моделирования

Для оценки работы предложенного алгоритма классификации линейной цифровой модуляции было проведено компьютерное моделирование. Во всех случаях рассматривались фрагменты сигнала из $K = 1000$ символов. На графиках изображены зависимости вероятности ошибки распознавания от ОСШ для различных созвездий. Набор рассматриваемых гипотез включал в себя ФМ-2/4/8 и КАМ-16/32/64. Весовые функции для этих гипотез рассчитывались исходя из ОСШ 5, 6, 7, 11, 13 и 14 дБ соответственно.

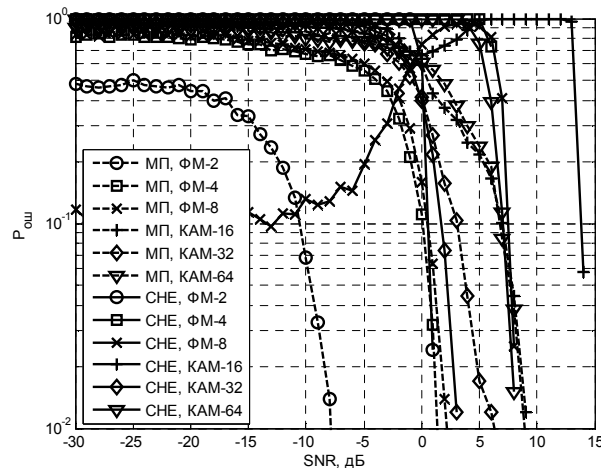


Рис. 1. Вероятность неправильной классификации (когерентный случай)

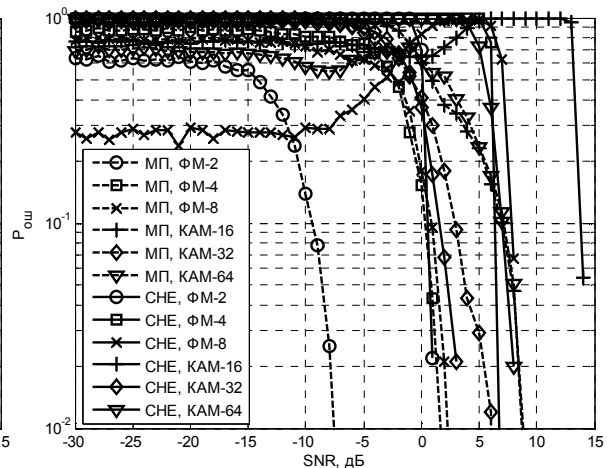


Рис. 2. Вероятность неправильной классификации (неизвестная начальная фаза)

Результаты для когерентного случая (известные фазовый и частотный сдвиги) представлены на рис. 1. Пунктирные линии соответствуют МП-методу (4), сплошные (они обозначены аббревиатурой СНЕ — Circular Harmonic Expansion) — предложенной аппроксимации (10). Полученные зависимости свидетельствуют о том, что предложенный метод позволяет распознавать заданные созвездия. Пороговое ОСШ, при котором вероятность ошибки распознавания падает ниже 1%, для КАМ-16 и всех ФМ примерно на 5 дБ выше, чем для МП-метода. Для КАМ-32 и КАМ-64 проигрыш практически отсутствует.

Для случая с усреднением по фазе (частотный сдвиг известен) результаты изображены на рис. 2. Пунктирные линии соответствуют МП-методу (5), сплошные — предложенной аппроксимации (11). Как и в когерентном случае, на основе зависимостей можно утверждать, что предложенный алгоритм позволяет распознавать все заданные созвездия. Значения пороговых ОСШ практически не изменились по сравнению с когерентным случаем.

Результаты для случая усреднения по фазе и максимизации по частоте представлены на рис. 3. Кривые соответствуют предложенной аппроксимации (12). Зависимости для МП-метода не представлены ввиду того, что поиск по частоте в выражении (6) требует огромного количества

вычислений. Кривые незначительно отличаются от соответствующих кривых в двух предыдущих случаях: при низких ОСШ решения практически всегда принимаются в пользу КАМ-16.

На рис. 4 изображены усредненные по всем видам модуляции зависимости для всех рассмотренных методов (в предположении об априорной равновероятности гипотез). Потери аппроксимации по отношению к МП-методу с идеальной оценкой частоты составляют примерно 5 дБ. Кривые различия при использовании аппроксимации совпадают для всех трех случаев.

Следует отметить, что при использовании истинных значений ОСШ различие КАМ-созвездий высоких порядков (КАМ-16/32/64) с помощью аппроксимации с одной ненулевой гармоникой оказалось невозможным при высоких ОСШ [9]. Основываясь на рис. 1–4, можно утверждать, что подстановка фиксированных значений ОСШ вместо истинных позволяет различить эти виды модуляции.

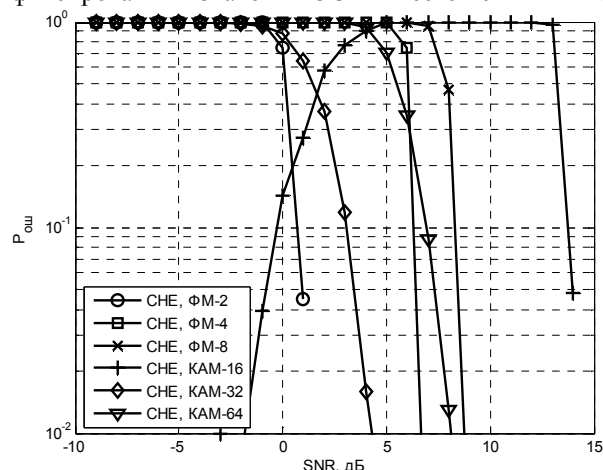


Рис. 3. Вероятность неправильной классификации (неизвестные начальная фаза и частота)

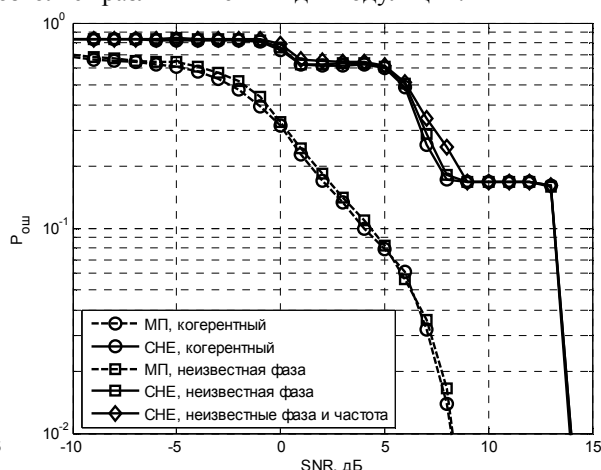


Рис. 4. Усредненная по видам модуляции вероятность неправильной классификации

Заключение

Предложенная аппроксимация логарифма ФП позволяет вычислительно эффективно решать задачу классификации линейной модуляции в условиях отсутствия информации об уровнях сигнала и шума, особенно в случае неизвестных фазового и частотного сдвигов, поскольку предложенные алгоритмы (11) и (12) объединяют вычисление логарифма ФП с усреднением по фазовому и максимизацией по частотному сдвигам.

Направления дальнейшей работы — оптимизация весовых функций с целью повышения вероятности правильной классификации. Также будет исследована потенциальная возможность улучшения работы классификатора при использовании нескольких угловых гармоник.

Литература

1. O. A. Dobre, A. Abdi, Y. Bar-Ness, W. Su, "Survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends." *IET Commun.*, Vol. 1, No. 2, April 2007, pp. 137–156.
2. A. B. Sergienko, A. V. Petrov, "Joint blind estimation of carrier phase and frequency offset for QAM signals using circular harmonic decomposition." *Proc. 36th Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2011)*, Prague, May 22–27, 2011, pp. 3460–3463.
3. P. Ciblat, P. Loubaton, E. Serpedin, G. B. Giannakis, "Asymptotic analysis of blind cyclic correlation-based symbol-rate estimators," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol. 48, No. 7, July 2002, pp. 1922–1934.
4. J. A. Sills, "Maximum-likelihood modulation classification for PSK/QAM." *Proc. IEEE MILCOM*, 1999, pp. 57–61.
5. W. Wei, J. M. Mendel, "Maximum-likelihood classification for digital amplitude-phase modulations," *IEEE Trans. Commun.*, 2000, Vol. 48, pp. 189–193.
6. A. Abdi, O. A. Dobre, R. Choudhry, Y. Bar-Ness, W. Su, "Modulation classification in fading channels using antenna arrays." *Proc. IEEE MILCOM*, 2004, Vol. 1, pp. 211–217.
7. L. Hong, O. A. Dobre, Y. Bar-Ness, W. Su, "Quasi-hybrid likelihood modulation classification with nonlinear carrier frequency offsets estimation using antenna arrays," *Proc. IEEE MILCOM*, 2005, Vol. 1, pp. 570–575.
8. G. Jacovitti, A. Neri. Multiresolution Circular Harmonic Decomposition. *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol. 48, No. 11, Nov. 2000, pp. 3242–3247.
9. A. B. Sergienko, A. V. Osipov, "Digital Modulation Recognition Using Circular Harmonic Approximation of Likelihood Function." *Proc. 39th Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 2014)*, Florence, May 4–9, 2014, to be published.

AUTOMATIC MODULATION CLASSIFICATION USING CIRCULAR HARMONIC EXPANSION WITHOUT INFORMATION ABOUT SIGNAL AND NOISE LEVELS

Osipov A. V., Sergienko A. B.

St. Petersburg State Electrotechnical University «LETI», 5 Prof. Popov Street, St. Petersburg, 197376, Russia

In some application areas such as spectrum surveillance or cognitive radio the problem of automatic modulation recognition arises. In majority of real-world scenarios this task is being complicated by unknown phase and frequency offsets, signal and noise levels, while available computational resources are limited. New algorithm is proposed for recognition of linear digital modulation constellations in such conditions. Its essence is to approximate the likelihood-based approach. Log-likelihood function (LLF) is approximated by a truncated circular harmonic expansion. If only the first nonzero harmonic is retained in the expansion, simple solutions for dealing with phase and frequency offsets are obtained. Unknown signal and noise levels are treated by normalizing the power of input signal and computing the LLF approximations for fixed signal-to-noise ratio individual for every hypothesis. Computer simulations confirmed applicability of the proposed method for M-PSK and 16/32/64-QAM signals. Mean loss relative to maximum likelihood approach with known signal-to-noise ratio is about 5 dB, while the amount of computations is greatly reduced.