

УДК 621.396

КРИТЕРИЙ РАЗЛИЧЕНИЯ ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ И ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

С. Л. Хмелев *

Нижегородский госуниверситет им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород, Россия

Рассматривается задача определения типа модуляции радиосигналов с априорно неизвестными параметрами. Предлагается новый критерий для различения частотно- и фазоманипулированных сигналов. Замена традиционного критерия на предлагаемый позволяет повысить помехоустойчивость большого числа существующих алгоритмов определения типа модуляции.

ВВЕДЕНИЕ

В ряде практических приложений одним из промежуточных этапов обработки радиосигнала является определение типа его модуляции. Обычно данная задача решается после выделения соответствующего участка спектра и переноса его на нулевую частоту. Актуальность такой задачи значительно возросла в связи с бурным развитием систем широкополосной связи и появлением быстродействующих цифровых вычислительных устройств. Особый интерес она приобретает в условиях недостатка априорной информации о сигнале.

Оптимальные алгоритмы определения типа модуляции (см., например, работы [1, 2]) основаны на использовании принципа максимального правдоподобия. Однако их практическая применимость ограничивается резким ростом вычислительной сложности при увеличении числа неизвестных параметров исследуемого сигнала. Отчасти преодолеть данный недостаток позволяет применение метода обобщённого максимального правдоподобия, ключевым элементом которого является подстановка предварительно оценённых параметров вместо точных значений. Однако при этом точность оценок оказывает существенное влияние на итоговый результат. При наличии эталонных записей классифицируемых сигналов задача определения типа модуляции может быть решена путём оценки величины статистического рассогласования между принятым сигналом и каждым из эталонов (см., например, работу [3]).

В случае отсутствия априорной информации о сигнале задача определения типа его модуляции, как правило, решается на основе некоторых характерных критериев. Такой подход позволяет существенно сократить число необходимых вычислений, повысить устойчивость к воздействию неучтённых погрешностей, а также добиться субоптимальности в плане помехоустойчивости [4]. Следует отметить, что переход от оптимальных алгоритмов к субоптимальным с целью обеспечить требуемое быстродействие широко распространён при решении большого круга практических задач, включая, например, такие задачи, как определение взаимной временной задержки [5], управление адаптивными антенными решётками [6] и другие.

Авторы значительного числа работ, опубликованных по теме определения типа модуляции в последнее время, концентрируются на выборе оптимальной структуры алгоритма классификации, на каждом из этапов которого используется тот или иной критерий. Одним из наиболее популярных критериев, которые встречаются в современных работах (см, например, работы [7–10]), является критерий максимума преобразования Фурье от нормированной центрированной

* sme@nifti.unn.ru

амплитуды [11], используемый для различения произвольных частотно-манипулированных и фазоманипулированных сигналов. В данной работе предлагается альтернативный критерий для решения задачи различения частотно- и фазоманипулированных сигналов, позволяющий повысить помехоустойчивость соответствующих алгоритмов.

1. КРИТЕРИЙ МАКСИМУМА ФУРЬЕ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОТ НОРМИРОВАННОЙ ЦЕНТРИРОВАННОЙ АМПЛИТУДЫ

Традиционный критерий для различения фазоманипулированных и частотно-манипулированных сигналов может быть записан как [11]

$$\gamma_{\max} = \max |DFT[a_{\text{сн}}(n)]|^2/N, \quad (1)$$

$$a_{\text{сн}}(n) = \frac{a(n)}{m_a} - 1. \quad (2)$$

Здесь DFT — дискретное преобразование Фурье, N — число отсчётов сигнала, $a(n)$ — амплитуда n -го отсчёта сигнала, m_a — среднее по выборке от амплитуды. Преобразование (2) необходимо для того, чтобы исключить зависимость критерия (1) от энергии принятого сигнала. Здесь и далее предполагается, что сигналы перенесены на нулевую частоту и представлены в виде I- и Q-компонент.

Амплитуды идеальных фазоманипулированных и частотно-манипулированных сигналов являются постоянными. Однако при ограничении фазоманипулированного сигнала по частоте (для выделения частотной полосы, занятой сигналом) на границах между соседними информационными символами происходит уменьшение амплитуды (см. рис. 1а), соответствующее величине фазовой манипуляции [12]. Положение этих скачков амплитуды определяется периодом манипуляции. Следовательно, в спектре центрированной амплитуды (центрирование необходимо для исключения из рассмотрения постоянной составляющей) можно ожидать хорошо выраженные максимумы на соответствующих частотах (см. рис. 1б). При ограничении частотно-манипулированного сигнала по частоте (для выделения частотной полосы, занятой сигналом) подобного эффекта не возникает. Вариация амплитуды, которая при этом наблюдается (см. рис. 1в), определяется, в основном, шумом, что отражается на виде спектра центрированной амплитуды (рис. 1г). Следует отметить, что при уменьшении отношения сигнал/шум (ОСШ) спектры центрированной амплитуды частотно- и фазоманипулированных сигналов будут сближаться за счёт увеличения влияния шумовых компонент.

2. АЛЬТЕРНАТИВНЫЙ КРИТЕРИЙ

Критерий (1) позволяет различать частотно- и фазоманипулированные сигналы за счёт разного поведения амплитуды при ограничении сигнала в соответствующей частотной полосе. Данное различие обусловлено наличием фазовых разрывов в фазоманипулированных сигналах и их отсутствием в частотно-манипулированных сигналах. В данной работе предлагается альтернативный критерий, косвенно основанный на анализе поведения мгновенной частоты частотно- и фазоманипулированных сигналов. Мгновенная частота фазоманипулированных сигналов в среднем равняется константе, отклоняясь от неё только в момент скачка фазы [12]. Мгновенная частота частотно-манипулированных сигналов определяется текущим передаваемым символом и, в идеале, никогда не равна частоте, средней по сигналу.

Рассмотрим следующее произведение:

$$K(n) = x(n)x(n+1)x^*(n+2)x^*(n+3), \quad (3)$$

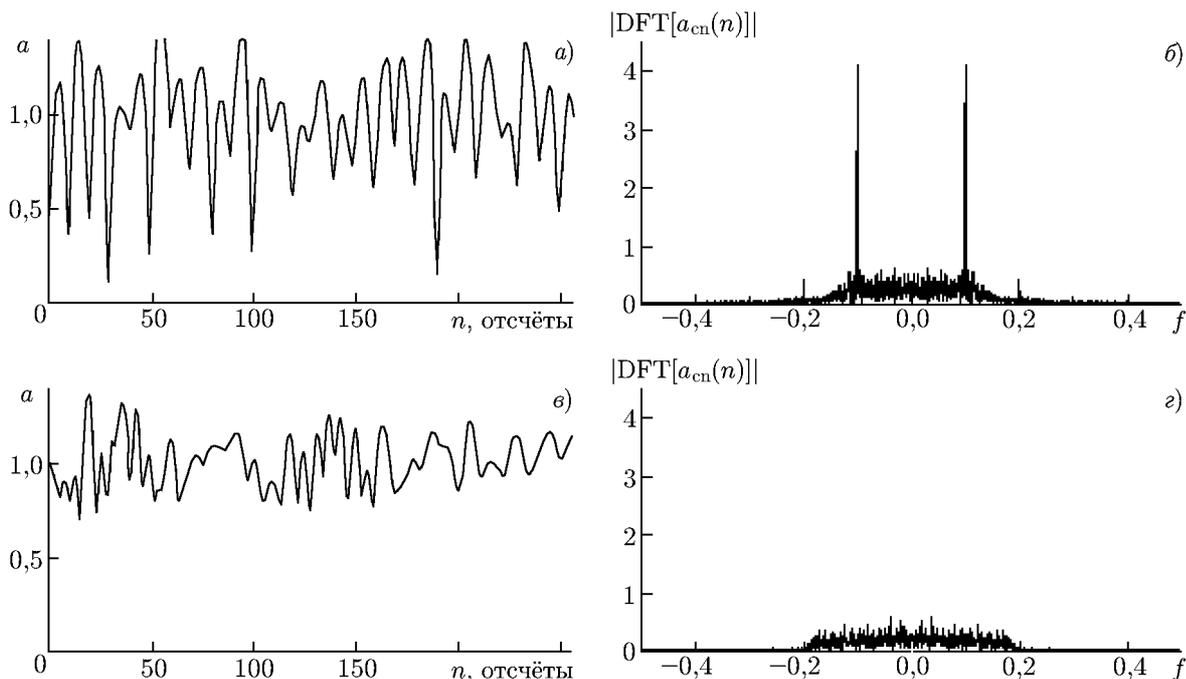


Рис. 1. Амплитуды фазоманипулированного ФМ-8 (а) и частотно-манипулированного ЧМн-4 (е) сигналов и модули преобразования Фурье от нормированных центрированных амплитуд при отношении сигнал/шум 15 дБ (б и г соответственно)

где $x(n)$ — анализируемый сигнал в момент времени n , индекс звёздочка означает комплексное сопряжение. Для идеальных сигналов с единичной амплитудой, представленных в I- и Q-компонентах, выражение (3) можно переписать в виде

$$K(n) = \exp[j \Delta_4\theta(n)], \tag{4}$$

$$\Delta_4\theta(n) = [\theta(n) + \theta(n + 1)] - [\theta(n + 2) + \theta(n + 3)]. \tag{5}$$

Здесь j — мнимая единица, $\theta(n)$ — полная фаза n -го отсчёта сигнала. Величина (5) соответствует усреднённой разнице фаз между последовательными отсчётами и пропорциональна мгновенной частоте сигнала.

Для учёта различия в энергии принимаемых сигналов и исключения из рассмотрения постоянной составляющей в дальнейшем будем рассматривать нормированную центрированную величину

$$K_{сн}(n) = \left[\frac{K(n)}{K} - 1 \right], \tag{6}$$

где горизонтальной чертой сверху обозначена операция усреднения по выборке.

Для идеального фазоманипулированного сигнала с порядком манипуляции 2 (ФМ-2) разность фаз $\Delta_4\theta$ принимает только два значения: 0 и π . Тогда, обозначив за T число отсчётов в одном информационном символе, можно записать

$$\bar{K}_{ФМ2} \approx \frac{1}{T} [(T - 2) \exp(0) + 2 \exp(j\pi)] = \frac{T - 4}{T}. \tag{7}$$

Подставляя (7) в (6), получим

$$K_{сн(ФМ2)}(n) \approx \frac{T}{T - 4} \exp[j \Delta_4\theta(n)] - 1 = \left\{ \frac{T}{T - 4} \cos[\Delta_4\theta(n)] - 1 \right\} + j \left\{ \frac{T}{T - 4} \sin[\Delta_4\theta(n)] \right\}. \tag{8}$$

Поскольку для одного периода манипуляции $\Delta_4\theta \approx 0$ на протяжении, как минимум, $T - 2$ отсчётов, а значение синуса не превышает единицу, при $T > 4$ будет выполняться следующее неравенство:

$$\overline{|\operatorname{Re}(K_{\text{cn}})|}_{\text{ФМ}} > \overline{|\operatorname{Im}(K_{\text{cn}})|}_{\text{ФМ}}. \quad (9)$$

Для идеального частотно-манипулированного сигнала с порядком манипуляции 2 (ЧМн-2) разность фаз в выражении (4) принимает четыре значения: $-8\pi f$, $-4\pi f$, $4\pi f$ и $8\pi f$, где f — девиация частоты. Обозначив за T число отсчётов в одном информационном символе, можно найти, что

$$\begin{aligned} \bar{K}_{\text{ЧМн2}} &\approx \frac{1}{2T} [(T-1)\exp(-j8\pi f) + (T-1)\exp(j8\pi f) + 2\exp(-j4\pi f) + 2\exp(j4\pi f)] = \\ &= \frac{T-1}{T} \cos(8\pi f) + \frac{2}{T} \cos(4\pi f). \end{aligned} \quad (10)$$

Тогда выражение (6) может быть приближённо вычислено по формуле

$$\begin{aligned} \bar{K}_{\text{cn(ЧМн2)}}(n) &\approx \frac{T \exp[j \Delta_4\theta(n)]}{(T-1) \cos(8\pi f) + 2 \cos(4\pi f)} - 1 = \\ &= \left\{ \frac{T \cos[\Delta_4\theta(n)]}{(T-1) \cos(8\pi f) + 2 \cos(4\pi f)} - 1 \right\} + j \left\{ \frac{T \sin[\Delta_4\theta(n)]}{(T-1) \cos(8\pi f) + 2 \cos(4\pi f)} - 1 \right\}. \end{aligned} \quad (11)$$

Для используемых на практике сигналов ЧМн-2, как правило, выполняется неравенство $T \leq 1/(2f)$. Подставляя возможные значения $\Delta_4\theta$ в формулу (11), можно показать, что при $f < 0,125$ (это соответствует $T > 4$), выполняется неравенство

$$\overline{|\operatorname{Re}(K_{\text{cn}})|}_{\text{ЧМн}} < \overline{|\operatorname{Im}(K_{\text{cn}})|}_{\text{ЧМн}}. \quad (12)$$

Полноценный анализ поведения величины (6) для сигналов с большим индексом модуляции является существенно более трудоёмким. Численный эксперимент показывает, что в идеальных условиях неравенства (9) и (12) остаются верными для произвольных частотно- и фазоманипулированных сигналов при $T > 4$. С другой стороны, при низком отношении сигнал/шум и малой длине выборки (что сказывается, в том числе, и на точности оценки \bar{K}), полученные неравенства не выполняются. Однако остаётся справедливым утверждение, что отношение среднего от модуля реальной части K_{cn} к среднему от модуля мнимой части K_{cn} для фазоманипулированных сигналов больше, чем для частотно-манипулированных. В данной работе предлагается в качестве критерия использовать величину

$$K_{R/I} = \overline{|\operatorname{Re}(K_{\text{cn}})|} / \overline{|\operatorname{Im}(K_{\text{cn}})|}^4. \quad (13)$$

В идеальных условиях отношение (13) всегда будет больше для фазоманипулированных сигналов, чем для частотно-манипулированных. При уменьшении отношения сигнал/шум значения $K_{R/I}$, рассчитанные для разных типов сигналов, будут сближаться.

На рис. 2 приведена разность между модулем реальной и модулем мнимой части коэффициента K_{cn} ,

$$K_{R-I}(n) = |\operatorname{Re}\{K_{\text{cn}}\}| - |\operatorname{Im}\{K_{\text{cn}}(n)\}|, \quad (14)$$

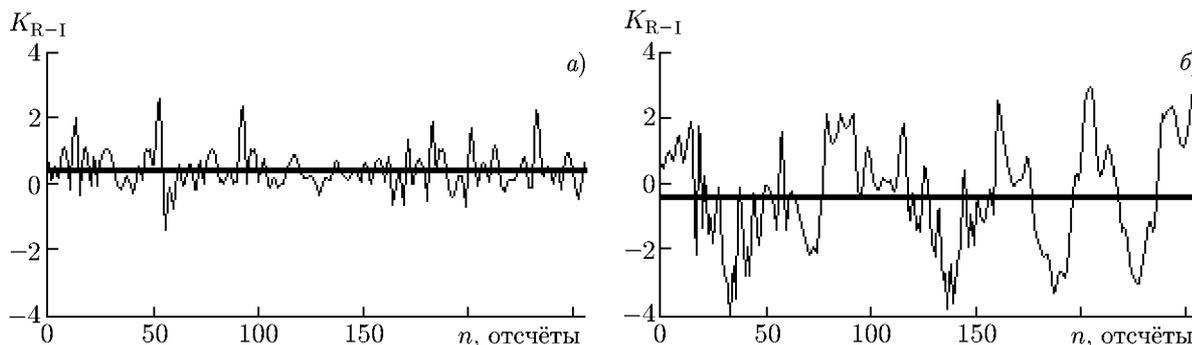


Рис. 2. Разность между модулем реальной и модулем мнимой части коэффициента $K_{\text{сн}}$ для ФМ-8 (а) и ЧМн-4 (б) сигналов; горизонтальные линии соответствуют средним значениям

для сигналов ФМ-8 и ЧМн-4 при отношении сигнал/шум, равном 15 дБ. Горизонтальные линии соответствуют средним значениям приведённых графиков. Из рис. 2 видно, что неравенства (9) и (12) оказываются выполненными, несмотря на малую длину анализируемых сигналов (около 25 информационных символов).

3. РЕЗУЛЬТАТЫ СТАТИСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

В рамках данной работы предполагается, что все исследуемые сигналы оцифрованы, перенесены на нулевую частоту, отфильтрованы по ширине полосы сигнала и представлены в I- и Q-компонентах. Использовались следующие сигналы: ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8, ЧМн-2 (с индексом модуляции 0,5 и 1,0) и ЧМн-4 (с индексом модуляции 0,5 и 1,0). Типы модуляции, а также индексы модуляции для частотно-манипулированных сигналов были выбраны как наиболее часто используемые в реальных системах связи.

Моделирование сигналов состояло из нескольких стадий: генерация I- и Q-компонент идеального сигнала с псевдослучайной последовательностью бит, добавление белого гауссова шума с заданным отношением сигнал/шум в полосе сигнала, добавление (если необходимо) случайного частотного сдвига, величина которого была ограничена 10% от ширины спектра сигнала, и низкочастотная фильтрация в полосе сигнала (с учётом частотного сдвига). Все моделируемые сигналы имели одинаковую амплитуду, одинаковую длительность (1024 отсчёта) и одинаковую ширину спектра ($0,2d$, где d — частота дискретизации). Таким образом, единственным отличием между анализируемыми сигналами были их типы модуляции.

И традиционный (1), и предлагаемый в работе (13) критерий предполагают пороговый метод решения задачи классификации. Выбор порога проводился на основе численного моделирования путём минимизации максимальной по типам сигналов ошибки классификации. При этом предполагалось, что равны вероятности появления сигналов каждого из типов при произвольном отношении сигнал/шум в диапазоне от 0 до 10 дБ и нулевом частотном сдвиге. Для определения величины порога использовалось по 10^5 реализаций сигналов каждого типа.

Найденные пороги были использованы при построении зависимости минимальной (по типам модуляции) вероятности P правильной классификации сигнала от отношения сигнал/шум (рис. 3) для традиционного (линии 1, 3) и предлагаемого (линии 2, 4) критериев при нулевом (линии 1, 2) и случайном (линии 3, 4) частотном сдвиге. Для построения каждой точки использовалось по 10^4 реализаций сигнала каждого из типов. Из рис. 3 видно, что при отношении сигнал/шум выше 5 дБ вероятность верной классификации для сигналов с длительностью 1024 отсчёта больше 99% независимо от используемого критерия. Однако при отношении сиг-

нал/шум меньше 3 дБ вероятность верной классификации на основе предлагаемого критерия превышает вероятность для традиционного критерия на 5% и более. С точки зрения помехоустойчивости выигрыш от использования предложенного критерия составляет около 2 дБ при вероятности верной классификации 0,9. Наличие нескомпенсированного частотного сдвига уменьшает величину выигрыша до приблизительно 1 дБ.

В табл. 1 приведены значения вероятностей верной классификации для конкретных типов модуляции для нескольких отношений сигнал/шум (ОСШ) при использовании традиционного и предлагаемого критериев при нулевом частотном сдвиге.

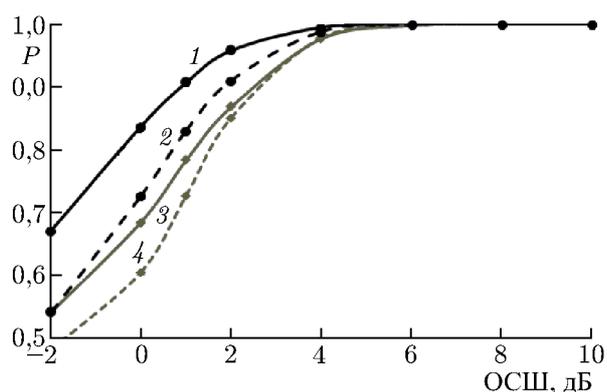


Рис. 3. Вероятность верной классификации сигналов от отношения сигнал/шум для предложенного (линии 1, 2) и традиционного (линии 3, 4) критериев при нулевом (линии 1, 3) и случайном частотном сдвиге (линии 2, 4)

4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрена задача классификации сигналов по типу их модуляции в условиях отсутствия априорной информации о параметрах сигнала. В рамках данной задачи предложен новый критерий различения частотно-манипулированных и фазоманипулированных сигналов, использующий разницу в поведении их мгновенной частоты. Численное моделирование показало, что замена традиционного критерия на предлагаемый позволяет повысить помехоустойчивость соответствующего алгоритма классификации приблизительно на 2 дБ. Наличие нескомпенсированной погрешности при определении центральной частоты сигнала приводит к уменьшению величины выигрыша до 1 дБ. Предлагаемый критерий может быть использован вместо традиционного в большом числе алгоритмов определения типа модуляции, описанных например, в работах [7–10].

Работа поддержана грантом программы 5-100 (соглашение 02.В.49.21.0003 от 27 августа 2013 года между Минобрнауки России и ННГУ им. Н. И. Лобачевского).

Таблица 1. Вероятность верной классификации сигналов при разных отношениях сигнал/шум при использовании традиционного (γ_{\max}) и предложенного ($K_{R/I}$) критериев при нулевом частотном сдвиге

Тип модуляции		ФМ-2	ФМ-4	ФМ-8	ЧМн-2 (индекс 1,0)	ЧМн-2 (индекс 0,5)	ЧМн-4 (индекс 1,0)	ЧМн-4 (индекс 0,5)
ОСШ = -2 дБ	γ_{\max}	0,56	0,56	0,56	0,59	0,54	0,63	0,57
	$K_{R/I}$	0,74	0,67	0,67	0,94	0,73	0,95	0,78
ОСШ = 0 дБ	γ_{\max}	0,70	0,68	0,68	0,73	0,69	0,77	0,71
	$K_{R/I}$	0,92	0,84	0,84	0,99	0,84	0,99	0,87
ОСШ = 2 дБ	γ_{\max}	0,92	0,91	0,91	0,88	0,87	0,91	0,88
	$K_{R/I}$	0,99	0,96	0,96	0,99	0,96	0,99	0,96
ОСШ = 4 дБ	γ_{\max}	>0,99	>0,99	>0,99	0,98	0,98	0,98	0,98
	$K_{R/I}$	>0,99	>0,99	>0,99	>0,99	>0,99	>0,99	>0,99

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Sapiano P. C., Martin J. D. // Proc. IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech Signal Proc. 1996. P. 1 010.
2. Panagiotou P., Anastasouopoulos A., Polydoros A. // Proc. IEEE Military Commun. Conf. 2000. P. 670.
3. Liedtke F. // J. Telecommun. Inform. Technol. 2004. No. 4. P. 91.
4. Dobre O. A., Abdi A., Bar-Ness Y., Su W. // Commun. IET. 2007. V. 1, No. 2. P. 137.
5. Логинов А. А., Морозов О. А., Хмелев С. Л. // Автометрия. 2010. Т. 46, № 6. С. 40.
6. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г., Сорокин И. С. // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 55, № 9. С. 641.
7. Nandi A. K., Azzouz E. E. // IEEE Trans. Commun. 1998. No. 46. P. 431.
8. Zadeh A. E. // Expert Syst. Appl. 2010. No. 37 (8). P. 5 803.
9. Kubankova A., Kubanek D. // Radioengineering. 2011. V. 20, No. 1. P. 25.
10. Alharbi H., Mobien Sh., Alshebeili S., Lturki F. // EURASIP J. Advanc. Signal Proc. 2012. V. 2012. <http://asp.eurasipjournals.com/content/2012/1/238>
11. Azzouz E. E., Nandi A. K. Automatic modulation recognition of communication signals. Norwell: Kluwer Academic Publ., 1996. 217 p.
12. Логинов А. А., Морозов О. А., Хмелев С. Л. // Изв. вузов. Радиофизика. 2009. Т. 52, № 5–6. С. 503.

Поступила в редакцию 23 сентября 2014 г.; принята в печать 20 января 2015 г.

CRITERION FOR DISTINGUISHING BETWEEN THE FSK AND PSK SIGNALS

S. L. Khmelev

The problem of determining the modulation type of radio signals with the *a priori* unknown parameters is considered. A new criterion for distinguishing between the frequency-shift keyed (FSK) and the phase-shift keyed (PSK) signals is proposed. Replacing the conventional criterion by the proposed one allows one to improve the interference resistance of a great number of the existing algorithms for determining the modulation type.