

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.11.19>

УДК: 621.376.52

## О ПРИМЕНЕНИИ ТЕОРИИ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ К ЗАДАЧАМ ОЦЕНКИ ПРИЗНАКОВОГО ПРОСТРАНСТВА ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В МАШИННОМ ОБУЧЕНИИ

А.В. Кваснов

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, 195251, г. Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д.29

Статья поступила в редакцию 31 октября 2022 г.

**Аннотация.** Оценка признакового пространства для анализа радиосигналов, источниками которых являются искусственные объекты (самолеты, корабли, навигационные станции т.д.), является важным элементом машинного обучения. С точки зрения теории массового обслуживания математическая модель сложного детектированного сигнала может быть представлена как простейший поток событий, описываемый распределением Пуассона для случайно изменяющихся параметров радиосигнала. В работе демонстрируется ортогональность признакового пространства источников радиоизлучения на основе оценки энтропии. Мы показываем, что информационная мера расхождения (расхождение Кульбака-Лейблера) между сигналами с внутриимпульсной модуляции и частотно-модулированными сигналами сокращается при увеличении длительности импульса. Таким образом, в распознавании источников радиоизлучений, использующих методы машинного обучения, можно ограничиваться признаками без алгоритмов обработки внутриимпульсной модуляции.

**Ключевые слова:** источник радиоизлучения, теория массового обслуживания, расхождение Кульбака-Лейблера, машинное обучение.

**Финансирование:** «Исследования выполнены при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках реализации программы Научного центра мирового уровня по направлению «Передовые цифровые технологии» СПбПУ (соглашение № 075-15-2020-934 от 17.11.2020).

**Автор для переписки:** Кваснов Антон Васильевич, [Kvasnov\\_AV@spbstu.ru](mailto:Kvasnov_AV@spbstu.ru)

## Введение

В современных радиоэлектронных средствах одной из важных задач является анализ и классификация источников радиоизлучения (ИРИ) [1, 2]. ИРИ любого сигнала могут быть искусственные радиоэлектронные системы, например, самолеты, спутники, навигационные радары и т. д. [3, 4].

Обработка и распознавание таких сигналов, как правило, осуществляется на основе машинного обучения [3]. Большинство технологий машинного обучения основано на априорном знании признаков, по которым идентифицируется сигнал. В свою очередь, признаками, используемыми для распознавания, будет любая совокупность параметров сигнала, полученных средствами радиоэлектронного контроля, позволяющая численно оценить значение исследуемого параметра. Признаки могут быть – несущая частота сигнала, длительность импульса, период повторения импульсов, вид внутриимпульсной модуляции и т.д. (рис. 1) [5, 3].

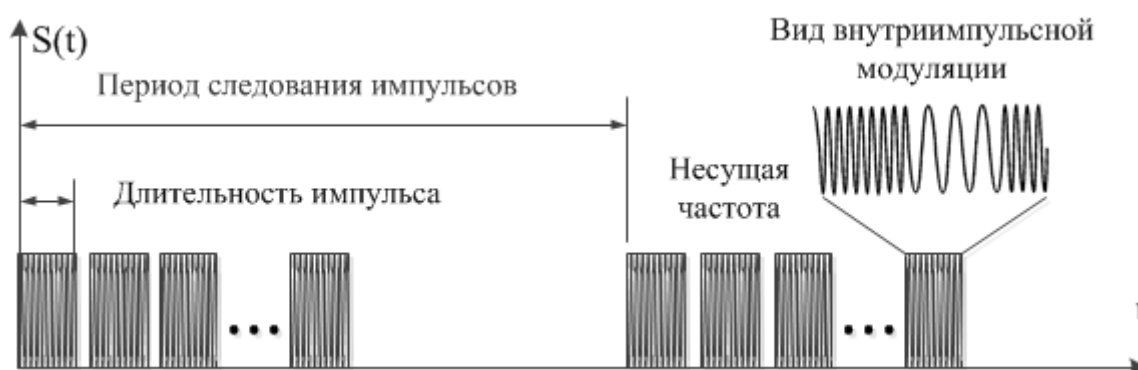


Рис. 1. Циклограмма принимаемого сигнала от источника радиоизлучения

Следуя концепции накопления данных об ИРИ, очевидно, что в этом случае, мы имеем дело с динамической линейной системой, анализ которой

лучше всего осуществлять статистическими и вероятностными методами [6]. Важно отметить общую характерную черту ИРИ – это последовательность «редких» радиоимпульсов, а, следовательно, к ним может быть применения *теория массового обслуживания*. С другой стороны, любая обработка принимаемых радиоэлектронных сигналов в большинстве случаев осуществляется с использованием амплитудного дискриминанта [7, 8].

На сегодняшний день исследования, направленные в области классификации ИРИ, имеют существенные ограничения, связанные с тем, что не всегда вид модуляции сигнала поддается четкой интерпретации и, соответственно, не может быть однозначно использован как признак для машинного обучения. В ряде работ [9, 10] освещены методы по систематизации видов сигналов с частотной (FSK), фазовой (PSK), амплитудно-импульсной (PAM) и квадратурной фазовой (QAM) модуляцией на основе кумулятивного анализа и искусственных нейронных сетей. В многопозиционных средствах мониторинга ИРИ используется метод Демфстера-Шефера для оценки типа признака [11, р. 157]. Также существует широкий круг монографий, в которых освещены вопросы радиотехнической разведки с оценкой признакового пространства [12, 13]. Среди иностранных работ следует отметить следующие исследования [14, 3, 11].

Важно отметить, что характер внутриимпульсной модуляции является наиболее трудным параметром для идентификации и распознавания. Именно по этой причине в большинстве случаев следует прибегать к «простому» радиотехническому анализу сигнала, позволяющему выявить типовые параметры – несущая частота, длительность импульса, их период следования.

Таким образом, объединяя подход теории массового обслуживания к задачам классификации принимаемых радиосигналов, можно оценить значимость того или иного признака ИРИ, на основе которых осуществляется распознавание объектов. По этой причине *основная цель* данного исследования – математическое применение методов *теории массового обслуживания* для обоснования наиболее значимых (в математической формулировке –

ортогональных) признаков, применение которых в методах машинного обучения позволит наиболее точно распознавать классы ИРИ.

## Основная часть

ИРИ можно детектировать в течении определенного интервала, потому апостериорные признаки сигнала обладают рядом характерных свойств. Наша задача состоит в том, чтобы выбрать такие параметры сигнала (например, длительность импульса, период следования импульсов и т.д.), которые позволяли бы сформировать алгоритм распознавания на основе методов машинного обучения с наибольшей точностью, не прибегая к исследованиям особенностей внутриимпульсной модуляции [15, 16]. Во-первых, покажем, что любой сигнал ИРИ может быть представлен как простейший пуассонов поток. Простейший пуассонов поток такой, для которого справедливы свойства стационарности, отсутствия последствий, а сам поток является ординарным [17]. Докажем следующую лемму 1.

### Лемма 1:

*Плотность вероятности амплитуды гармонического колебания со случайно изменяющейся частотой, описываемой простейшим пуассоновым потоком событий, может быть представлена аналитически с непрерывным законом распределения на заданном интервале значений.*

### Доказательство:

Пусть имеется уравнение гармонического колебания:

$$s = S \cos(2\pi f), \quad (1)$$

где  $f$  – частота колебания,  $S$  – амплитуда колебания, для которого известен простейший поток событий – изменение частоты сигнала согласно закону:

$$P_m(T) = \frac{(\lambda T)^m}{m!} e^{-\lambda T}, \quad (2)$$

где  $T$  – наблюдаемый период времени;  $m$  – количество изменений частоты;  $\lambda$  – плотность потока (среднее число событий в единицу времени).

Учитывая плотность потока редких событий, закон изменения гармонического колебания можно переписать:

$$s(f) = S \cos\left(\frac{2\pi f}{\lambda}\right). \quad (3)$$

Поставим задачу отыскать плотность распределения амплитуды  $p(s)$ . Согласно выражению для немонотонной функции случайной переменной величины, в интервале возможных значений плотность распределения может быть найдена:

$$p(s) = \sum_{i=1}^k p(\psi_i(s)) \left| \frac{d\psi_i(s)}{ds} \right|, \quad (4)$$

где  $\psi(s)$  – функция, обратная функции  $s(f)$ ;  $k$  – число интервалов монотонности;  $\psi_i(s)$  – функция, обратная к  $s(f)$  на  $i$ -ом интервале монотонности ( $i=1,2,\dots,k$ ).

Обратная функция к  $s(f)$  будет:

$$\psi(s) = \begin{cases} \frac{\lambda}{2\pi} \arccos\left(\frac{s}{S}\right), & s(f) \in \left(0; \frac{\lambda\pi}{2}\right] \\ \lambda - \frac{\lambda}{2\pi} \arccos\left(\frac{s}{S}\right), & s(f) \in \left(\frac{\lambda\pi}{2}; \pi\lambda\right) \end{cases}. \quad (5)$$

Найдем производные для последних выражений (5):

$$\frac{d}{df} \psi(s) = \left( \frac{\lambda}{2\pi} \arccos\left(\frac{s}{S}\right) \right)' = \frac{\lambda}{2\pi\sqrt{S^2 - s^2}}, \quad s(f) \in \left(0; \frac{1}{2}\lambda\pi\right], \quad (6.1)$$

$$\frac{d}{df} \psi(s) = \left( \lambda - \frac{\lambda}{2\pi} \arccos\left(\frac{s}{S}\right) \right)' = -\frac{\lambda}{2\pi\sqrt{S^2 - s^2}}, \quad s(f) \in \left(\frac{\lambda\pi}{2}; \pi\lambda\right). \quad (6.2)$$

Учтем, что плотность потока редких событий  $P_m(T)$  включает различные участки монотонности гармонической функции  $s(f)$ :  $\left(0; \frac{\lambda\pi}{2}\right]$  – функция убывает и  $\left(\frac{\lambda\pi}{2}; \pi\lambda\right)$  – функция возрастает. Поскольку  $p(f) = p(\psi)$ , тогда получим согласно (5) и (6) выражение:

$$p(s) = \sum_{i=1}^k \left( \frac{(\lambda T)^m}{m!} e^{-\lambda T} \right) \left| \pm \frac{\lambda}{2\pi\sqrt{S^2 - s_i^2}} \right|, \quad (7)$$

где  $k = T/\tau$  – количество полупериодов колебания в течении времени наблюдения  $T$ , соответствующее появлению  $m$  изменений частоты с интенсивностью  $\lambda$ , где  $\tau$  – длительность полупериода колебания. Ввиду того, что частота  $S \geq s$ , тогда последнее выражение:

$$p_f(s) = \sum_{i=1}^k \left( \frac{(\lambda T)^m}{m!} e^{-\lambda T} \right) \frac{\lambda}{2\pi\sqrt{S^2 - s_i^2}} \quad (8)$$

Из последнего уравнения видно, что искомая функция непрерывна на интервалах  $-S < s_i < S$  ( $i=1,2,\dots,k$ ).

**Лемма доказана.**

Основной вывод из леммы 1, что непрерывный поток радиоимпульсов с большой скважностью может быть аппроксимирован плотностью вероятности амплитуды согласно семейству гладких распределений по закону Пуассона. Аналитически этот вывод можно описать следствием 1.

**Следствие из леммы 1:**

*Период одной фазы гармонического колебания, то есть  $k = (T = \tau)/\tau = 1$  при отсутствии изменения частоты колебания ( $m = 0$ ) описывается выражением:*

$$p_f(s) = \frac{\lambda e^{-\lambda T}}{2\pi\sqrt{S^2 - s^2}} \quad (9)$$

Любая непрерывная последовательность радиоимпульсов обладает не только случайно перестраивающейся частотой, но и фазой сигнала. Поэтому важно оценить, как аналитически может быть описана такая закономерность в терминах плотности вероятностей. Рассмотрим следующую лемму.

**Лемма 2:**

*Плотность вероятности амплитуды гармонического колебания со случайной скачкообразной фазой может быть представлена аналитически непрерывным законом распределения на заданном интервале значений без точек разрыва 1-ого и 2-ого рода.*

**Доказательство:**

Рассмотрим гармоническое уравнение с скачкообразной фазой  $\Omega \in M$  (фазоманипулируемый сигнал), где  $M$  - количество дискретных значений изменения фазы, на которых происходит скачкообразное изменение:

$$s(\Omega) = S \cos(\Omega), \quad (10)$$

где  $S$  – амплитудное значение колебания.

Поскольку изменение фазы колебания происходит дискретно и равномерно в течении одного цикла, тогда плотность вероятности будет:

$$p(M) = \frac{1}{M}. \quad (11)$$

Учтем также, что дискретное изменение фазы приводит к тому, что нарушается монотонность, поэтому выражение для плотности вероятности функции  $p_\Omega(s)$  (4) необходимо переписать в виде:

$$p(s) = \sum_{i=1}^k p(\psi_i(s)) \left| \frac{d\psi_i(s)}{ds} \right|, \quad (12)$$

где  $k$  – число интервалов монотонности за один цикл;  $\psi_i(s)$  – функция, обратная к  $s(\Omega)$  на  $i$ -ом интервале монотонности ( $i=1,2,\dots,k$ ).

Обратная функция к  $s(\Omega)$  будет:

$$\psi(\Omega) = \begin{cases} \arccos\left(\frac{s}{S}\right), & s(\Omega) - \text{монотонно возрастающая} \\ 2\pi - \arccos\left(\frac{s}{S}\right), & s(\Omega) - \text{монотонно убывающая} \end{cases}. \quad (13)$$

Дифференцирование обоих выражений из (13) приводит к результату:

$$\frac{d}{ds} \psi(s) = \pm \frac{1}{\sqrt{S^2 - s^2}}, \quad s(\Omega) \in (-1;1). \quad (14)$$

Очевидно, что монотонность функции  $s(\Omega)$  зависит от количества изменений фазы  $\Omega$  согласно равномерному дискретному закону распределения (11) и, соответственно, типу фазовой манипуляции  $M$ . Таким образом, выражение для распределения  $p_\Omega(s)$  согласно (12) будет:

$$p_\Omega(s) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{M} \left| \pm \frac{1}{\sqrt{S^2 - s_i^2}} \right|. \quad (15)$$

Примем во внимание  $S \geq s$ , тогда получим:

$$p_{\Omega}(s) = \sum_{i=1}^n \frac{1}{M \sqrt{S^2 - s_i^2}}. \quad (16)$$

Поскольку функция  $p_{\Omega}(s)$  зависит от дискретных значений изменения фазы  $M$ , следовательно она аналитически описана и не имеет точек разрыва 1-ого и 2-ого рода на интервале  $-S < s_i < S$  ( $i=1,2,\dots,n$ ).

**Лемма доказана.**

**Следствие из леммы 4:**

*Для гармонических фазоманипулируемых колебаний при условии наличия/отсутствия единственного скачкообразного изменения фазы величина может быть выбрана из учета равномерного закона распределения этой фазы  $n=3\dots 4$ , то есть плотность вероятности описывается выражением:*

$$p_{\Omega}(s) = \frac{3\dots 4}{M \sqrt{S^2 - s^2}} \quad (17)$$

Наконец, плотность вероятности амплитуды гармонического фазоманипулируемого сигнала со случайной скачкообразной фазой может быть представлено в виде аналитического выражения. Таким образом, последним заключительным этапом является оценка, насколько два аналитических выражения различны/идентичны одному порождающему их распределению. В условиях вероятностной модели это лучше всего сделать с помощью меры информационного расхождения. В самом деле, при детектировании гармонических сигналов цифровой системой обработки информации критерием эффективности может выступать информационная энтропия, позволяющая разделять различные признаки по характеру их влияния на совокупную точность распознавания.

Докажем следующую теорему.

**Теорема 1 (о мере информационного расхождения аргументов гармонического колебания):**



*Мера информационного расхождения плотности вероятности амплитуды гармонического колебания со случайно изменяющейся частотой, описываемой простейшим пуассоновым потоком событий, и колебания со случайной скачкообразной фазой стремиться к нулю при увеличении длительности наблюдаемого колебания.*

**Доказательство:**

Поскольку в следствиях к лемме 1 (9) и лемме 2 (17) была доказана возможность существования аналитически описанной плотности распределения для гармонического колебания со случайно изменяющейся частотой и скачкообразной фазой колебания, введем расстояние Кульбака-Лейблера, которое будем рассматривается как информационную меру расхождения между исходными вероятностными распределениями:

$$D_{KL}(p_f | p_\Omega) = \int p_f(s) \log \frac{p_f(s)}{p_\Omega(s)} ds. \quad (18)$$

Выбор основания логарифма в последнем выражении не принципиален, поскольку равносильно выбору единицы измерения расхождения Кульбака — Лейблера. Таким образом, после подстановки (9) и (17) в (18), получим:

$$D_{KL}(p_f | p_\Omega) = \int \left( \frac{\lambda e^{-\lambda T}}{2\pi\sqrt{S^2 - s^2}} \right) \log \left[ \frac{\left( \frac{\lambda e^{-\lambda T}}{2\pi\sqrt{S^2 - s^2}} \right)}{\left( \frac{3...4}{M\sqrt{S^2 - s^2}} \right)} \right] ds. \quad (19)$$

После упрощения:

$$D_{KL}(p_f | p_\Omega) = \int \left( \frac{\lambda e^{-\lambda T}}{2\pi\sqrt{S^2 - s^2}} \right) \log \left[ \frac{M \lambda e^{-\lambda T}}{(6...8)\pi} \right] ds. \quad (20)$$

Расчет интеграла на интервале  $-S < s < S$ , позволяет получить:

$$D_{KL}(p_f | p_\Omega) = \int_{-S}^S \left( \frac{\lambda e^{-\lambda T}}{2\pi\sqrt{S^2 - s^2}} \right) \log \left[ \frac{M \lambda e^{-\lambda T}}{(6...8)\pi} \right] ds = \log \left[ \frac{M \lambda e^{-\lambda T}}{(6...8)\pi} \right] \left( \frac{\lambda e^{-\lambda T}}{2\pi} \arcsin \left( \frac{s}{S} \right) \right) \Big|_{-S}^S = \left( \frac{\lambda e^{-\lambda T}}{2} \right) \log \left[ \frac{M \lambda e^{-\lambda T}}{(6...8)\pi} \right]. \quad (21)$$

Приняв основание натурального логарифма, после упрощения получим:

$$D_{KL}(p_f | p_\Omega) = \frac{1}{2} \lambda e^{-\lambda T} [\ln(M\lambda) - (2.94...3.22)\lambda T]. \quad (22)$$

Можно аналитически показать, что при фиксированных значениях  $M$  и  $\lambda$  мера  $D_{KL}$  из уравнения (22) неограниченно уменьшается:

$$\begin{aligned} D_{KL}(p_f | p_\Omega) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2} \lambda e^{-\lambda T} [\ln(M\lambda) - (2.94...3.22)\lambda T] = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\lambda \ln(M\lambda)}{2e^{\lambda T}} - \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{((2.94...3.22)\lambda^2 T)'}{(2e^{\lambda T})'} \rightarrow 0 \end{aligned} \quad (23)$$

Таким образом, при увеличении длительности наблюдаемого колебания вероятность мера информационного расхождения стремиться к нулю.

### **Теорема доказана.**

Доказанная теорема позволяет утверждать, что мера информационного различия между сигналами с частотной и фазоманипулируемой модуляцией достаточно малы при «редком» случайном изменении этих параметров. Это достаточно часто существует в система детектирования и обнаружения ИРИ. Кроме того, любой приемник-детектор в первую очередь оперирует с амплитудой сигнала, для которой были построены искомые математические модели [18]. Очевидно, что вносимая дополнительная информация сигналом с внутриимпульсной модуляцией не может значительно повлиять на общее признаковое поле. Поэтому при распознавании ИРИ в машинном обучении следует руководствоваться прежде всего тривиальными признаками частоты, длительности сигнала.

### **Заключение**

В данной работе был исследован концепция обработки сигналов, получаемых от источника радиоизлучения, на основе аппроксимации простейшим потоком событий, представление которого может быть дано в рамках теории массового обслуживания. Поскольку любой детектор ИРИ использует амплитудно-фазовый дискриминант, при описании сигнала применена вероятностная математическая модель редких событий со случайно-

изменяющимся параметром (лемма 1 и 2). В статье доказана теорема, демонстрирующая информационную меру различия для сигналов с различной формой модуляции. Мы демонстрируем, что источник радиоизлучения, имеющий цифровую внутриимпульсную модуляцию сигнала, не вносит сколько-либо существенной дополнительной информации. Отсюда, анализ цифровой внутриимпульсной модуляции приемником-детектором не позволит увеличить точности в распознавании ИРИ, если его характерные признаки будут использованы для методов машинного обучения.

В комплексах освещения воздушной и надводной обстановки приходится иметь дело сигналами, чье изменение параметров может происходить достаточно редко. По этой причине оценка внутриимпульсной модуляции не представляется очевидно необходимой в контексте распознавания ИРИ. Помимо этого, само извлечение этого признака из сигнала сопряжено с рядом трудностей технического характера.

**Финансирование:** «Исследования выполнены при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках реализации программы Научного центра мирового уровня по направлению «Передовые цифровые технологии» СПбПУ (соглашение № 075-15-2020-934 от 17.11.2020)

### Литература

1. Kvasnov A.V. Methodology of classification and recognition of the radar emission sources based on Bayesian programming. *IET Radar, Sonar & Navigation*. 2020. V.14. №8. P.1175-1182. DOI: 10.1049/iet-rsn.2019.0380
2. Кваснов А.В. Применения байесовского программирования в задачах распознавания и классификации источников радиоизлучения. *Радиотехника*. 2020. Т.84. №3(5). С.5-14.
3. Richard G. Wiley. *ELINT: The Interception and Analysis of Radar Signals*. Artech House. 2006. 451 p.
4. Соколова А.В. *Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов*. Москва, Радиотехника. 2008. 320 с.

5. Dudczyk J. A method of feature selection in the aspect of specific identification of radar signals. *Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences*. 2017. V.65. №1. P.113.
6. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. *Глубокое обучение*. Москва, ДМК. 2018. 652 с.
7. Chenxi W., Xiaobo W. A Target Recognition Method of Multi-radar. *Fifth International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery* 2008. P.162-166.
8. Кваснов А.В. Определение дальности до источника радиоизлучения по энергопотенциалу принимаемого сигнала. *Датчики и системы*. 2020. Т.243. №1. С.29-34. DOI: 10.25728/datsys.2020.1.5
9. Аджемов С.С., Кленов Н.В., Терешонок М.В., Чиров Д.С. Методы распознавания видов цифровой модуляции сигналов в когнитивных радиосистемах. *Радиофизика, электроника, акустика*. 2015. №6. С.19-27.
10. Аджемов С.С., Терешонок М.В., Чиров Д.С. Распознавание видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием нейронных сетей. *ВМУ. Физика. Астрономия*. 2015. №1. 2015. С.23.
11. Jiang Q. *Network Radar Countermeasure Systems*. Heidelberg New York Dordrecht London, Springer. 2016. 315 p.
12. Мельников Ю.П. *Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности)*. Москва, Радиотехника. 2005. 304 с.
13. Смирнов Ю.А. *Радиотехническая разведка*. Москва, Воениздат. 2001. 456 с.
14. Kuschel H., Cristallini D. and Olsen K.E. Tutorial: Passive radar tutorial. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*. 2019. V.34. №2. P.2-19.
15. Кваснов А.В. Исследование информационной полноты радиолокационных данных в задачах классификации точечных воздушных объектов. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.11.13>

16. Кваснов А.В. Повышение информационной полноты классификатора в задачах дистанционного зондирования воздушных точечных объектов. *Датчики и системы*. 2022. Т.262. №3. С.9-14. DOI 10.25728/datsys.2022.3.2.
17. Ивченко Г.И., Каштанов В.А., Коваленко И.Н. *Теория массового обслуживания. Учебное пособие для вузов*. Москва, Высшая школа. 1982. 256 с.
18. Кваснов А.В. Оценка построения трассы радиолокационной цели неподвижным лучом АФАР в дальней зоне наблюдения. *Радиотехника*. 2017. №2. С.4-12.

**Для цитирования:**

Кваснов А.В. О применении теории массового обслуживания к задачам оценки признакового пространства источников радиоизлучения в машинном обучении. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2022. №11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.11.19>