

УДК 621.396.677.51:621.376

МЕТОДИКА РАСЧЕТА СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ ОБНАРУЖИТЕЛЯ ЛЧМ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

КОВАЛЕВИЧ В. В., ИВАНЮК В. С., РАХОЦКИЙ Д. А.

Военная академия Республики Беларусь
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: vlad.kovalevich@gmail.com

Аннотация. В статье получено универсальное эмпирическое выражение, описывающее потери выигрыша в отношении сигнал/шум при обработке линейного частотного модулированного сигнала с неизвестными параметрами на основе использования дискретного преобразования Фурье. Обоснованы структура и параметры обнаружителя ЛЧМ сигналов, обеспечивающих обнаружение сигналов источников радиоизлучения с потерями выигрыша в отношении сигнал/шум, не превышающими заданную величину.

Abstract. In article the universal empirical expression describing losses of prize in signal-to-noise ratio when processing line frequency modulated signal with unknown parameters on the basis of use of discrete transform of Fourier is received. The structure and parameters of the detector of the LFM-signals providing detection of signals of sources of radio emission with the losses of prize in signal-to-noise ratio which are not exceeding the set value are proved.

Задача пеленгования и определения местоположения радиоэлектронных средств (РЭС) позволяет принять своевременные меры по огневому поражению и радиоэлектронному подавлению вскрытых объектов противника [1, 2], что и определяет ее особую актуальность. При этом задача определения местоположения пеленгуемых РЭС или источников радиоизлучения (ИРИ) осложняется вследствие априорной неопределённости относительно вида и параметров закона модуляции пеленгуемых сигналов. Использование традиционных подходов к решению задачи оптимального обнаружения сигнала в таких условиях не обеспечивает заданное отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе устройств обработки, что приводит к уменьшению дальности обнаружения и снижению точности пеленгования ИРИ. Это особенно характерно при обнаружении источников радиоизлучения, использующих сложные сигналы с большой базой. В контексте рассматриваемой темы будут исследованы возможности обнаружения, обработки и оценки параметров часто применяемого современными РЭС сложного линейного частотного модулированного (ЛЧМ) сигнала с неизвестными параметрами.

В настоящее время разработано достаточно большое количество методов обнаружения и оценки параметров ЛЧМ сигналов с неизвестными параметрами [3, 4, 5]. Все эти методы предполагают определение частотно-временных параметров сигнала, что подразумевает построение многомерной зависимости и поиск ее максимума [3]. Данная задача характеризуется очень высокой вычислительной сложностью. Естественно, что в этом случае необходимо переходить к цифровой обработке принятого ЛЧМ сигнала. Одним из возможных способов цифровой обработки является дискретное преобразование Фурье (ДПФ), обеспечивающее решение задач с высокой вычислительной сложностью [5].

Следует отметить, что способ обработки с применением ДПФ основан на обеспечении взаимосвязи параметров устройства обработки со значением скорости изменения частоты (крутизны) ЛЧМ сигнала [5, 6]. При этом согласование параметров обнаружителя с крутизной ЛЧМ сигнала обеспечивает так называемое «квазиоптимальное» обнаружение ИРИ. Под термином «квазиоптимальное» обнаружение ИРИ понимается обнаружение сигналов с наилучшим выигрышем (W) в ОСШ на выходе устройства обработки (q_{out}) в условиях априорной неопределенности относительно вида и параметров закона модуляции пеленгуемых сигналов. При использовании ДПФ «квазиоптимальное» обнаружение сложных сигналов ИРИ обеспечивается за счет сужения эквивалентной шумовой полосы пропускания фильтров ДПФ ($\Delta f_{эkv}$) до оптимального значения полосы пропускания, определяемого в данном случае скоростью изменения частоты (крутизной) ЛЧМ сигнала. Использование «квазиоптимального» устройства обнаружения позволяет получить потенциальный выигрыш (W) в ОСШ, пропорциональный корню квадратному от базы ЛЧМ сигнала [5]

$$q_{out}^2 = \frac{E_c}{N_0} = \frac{P_c \tau_n}{P_n / \Delta f_{экр}} = \frac{P_c \tau_n \Delta f_{экр}}{P_n} = \frac{P_c}{P_n} \tau_n \sqrt{\frac{\Delta F_M}{\tau_n}} = q_{in}^2 \sqrt{B} = q_{in}^2 W, \quad (15)$$

где q_{in}^2 , q_{out}^2 – отношение сигнал-шум по мощности на входе и выходе «квазиоптимального» устройства обнаружения; E_c – энергия принятого сигнала; N_0 – спектральная плотность мощности входного шума; P_c , P_n – импульсная мощность полезного сигнала и средняя мощность шума на входе «квазиоптимального» устройства обнаружения; τ_n , ΔF_M , B – длительность импульса, девиация и база ЛЧМ-сигнала; $\Delta f_{экр}$ – эквивалентная шумовая полоса приемника.

Достоинством метода обнаружения, основанного на ДПФ, является возможность мгновенного поиска по всем частотно-временным параметрам ЛЧМ сигнала – по длительности, временному положению, центральной частоте, скорости изменения частоты [3].

Постановка задачи

Пусть известны диапазоны возможных значений изменения девиации, длительности импульса и несущей частоты ЛЧМ сигнала ИРИ.

Требуется рассчитать параметры обнаружителя, обеспечивающего «квазиоптимальное» обнаружение ЛЧМ сигнала ИРИ. Такой расчет параметров обнаружителя является двухкритериальной оптимизационной задачей, определяющей минимально необходимое количество каналов обнаружения при максимальном значении выигрыша в ОСШ (минимальных потерях выигрыша) в заданном диапазоне изменения значений девиации, длительности импульса и несущей частоты ЛЧМ – сигнала.

Решение

Задача расчета параметров многоканального фильтрового обнаружителя, обеспечивающего «квазиоптимальное» обнаружение ЛЧМ сигнала предполагает определение полосы пропускания набора «гребенок» узкополосных фильтров, обеспечивающих выигрыш в ОСШ с уровнем потерь, не превышающим заданную величину. Данная процедура может быть реализована путем использования ДПФ с длительностью выборки (количеством отсчетов), обеспечивающей заданную полосу пропускания узкополосных фильтров.

Для расчета параметров «квазиоптимального» обнаружителя ЛЧМ сигналов требуется определить аналитическое выражение, описывающее выигрыш в ОСШ для случая, например, когда величина девиации ЛЧМ сигнала имеет фиксированное значение.

Выражение, характеризующее потери L выигрыша в ОСШ на выходе детектора, получено в середине прошлого века Шлезингером [7, 8] и имеет следующий вид:

$$L_{Schlesinger} = \left(1 + 0,2 \left(\frac{\Delta F_M}{\tau_n \Delta f_{\phi}^2} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{4}} = \left(1 + 0,2 \left(\frac{\gamma}{\Delta f_{\phi}^2} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{4}}, \quad (16)$$

где ΔF_M – девиация ЛЧМ сигнала; Δf_{ϕ} – полоса пропускания фильтра; γ – крутизна ЛЧМ сигнала.

Далее Хоэфф вывел эмпирическое соотношение [9] поправочного коэффициента потерь, учитывающее не только ширину полосы пропускания фильтра, но и его полную передаточную характеристику по отношению к импульсному сигналу:

$$L_{Hoeff} = \frac{\Delta F_M T_M}{4\alpha} \left(1 + \frac{\alpha}{\Delta F_M \tau_n} \right)^2 = \frac{\Delta F_M}{4f_{\phi}} \left(1 + \frac{f_{\phi}}{\Delta F_M} \right)^2. \quad (17)$$

Однако приведенные выражения для оценки потерь выигрыша в ОСШ (1,2) при выполнении ДПФ дают приближенные результаты.

Уточнение результатов может быть получено путем проведения имитационно-математического моделирования (ИММ) при пропускании ЛЧМ сигнала с постоянной величиной девиации частоты и изменяемой длительностью импульса через канал ДПФ с

фиксированными параметрами. При этом очевидно, что изменение длительности импульса от $\tau_{i \max}$ до $\tau_{i \min}$ при постоянном значении девиации частоты (ΔF_M) обеспечивает изменение крутизны ЛЧМ сигнала в диапазоне ($\gamma_{\min} - \gamma_{\max}$) соответственно.

Зависимости, представленные на рис. 1, а характеризуют потери выигрыша в ОСШ, при обработке сигналов в заданном диапазоне крутизны одним каналом ДПФ с фиксированными параметрами. Данный канал ДПФ является «квазиоптимальным» ($L=0$) лишь для одного значения крутизны ЛЧМ-сигнала. Потери в ОСШ для него являются *относительными*, поскольку они получены для всего заданного диапазона изменения крутизны относительно ее заданной величины, на которую настроен канал ДПФ. Поэтому квазиоптимальное обнаружение ЛЧМ сигнала в заданном диапазоне изменения его параметров требует наличия нескольких таких каналов ДПФ с разными параметрами. Потери в ОСШ, полученные для одного канала ДПФ, относительно потенциального выигрыша в ОСШ являются *абсолютными* для данного канала.

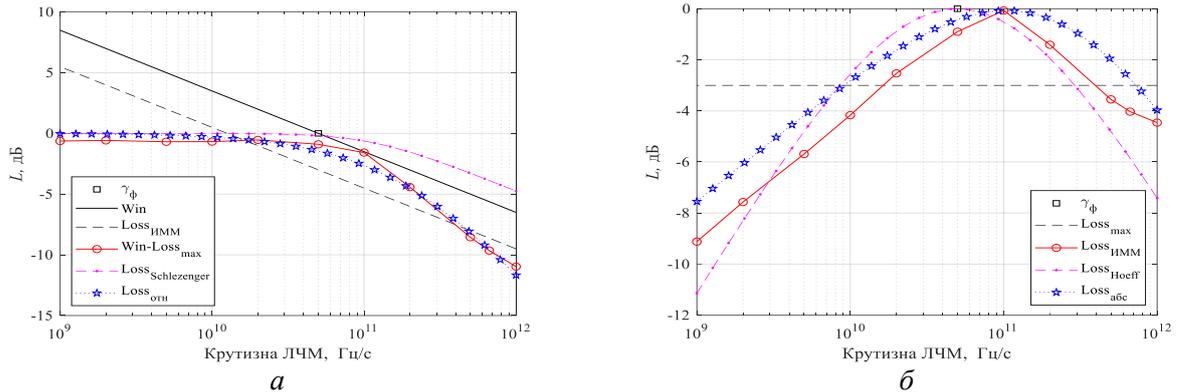


Рис.1. Зависимости потерь выигрыша в отношении сигнал/шум от крутизны ЛЧМ сигнала при фиксированных параметрах канала ДПФ без учета (а) и с учетом (б) потенциального достижимого выигрыша

Графики, представленные на рисунке 1, а показывают, что при увеличении крутизны ЛЧМ сигнала относительно «квазиоптимальной» (γ_ϕ) присутствуют потери выигрыша в ОСШ. Потери обусловлены как рассогласованием параметров канала ДПФ и ЛЧМ сигнала, так и уменьшением базы сигнала. Наклон зависимости составляет (-10 дБ) на декаду. При уменьшении крутизны ЛЧМ-сигнала выигрыш не уменьшается, что обусловлено компенсацией потерь, вызванных рассогласованием параметров фильтра и ЛЧМ сигнала, а также возрастанием базы сигнала, при этом зависимость наклона не имеет.

Графики зависимостей, представленные на рисунке 2, б показывают потери выигрыша в ОСШ при «квазиоптимальной» обработке. При изменении (увеличении/уменьшении) крутизны ЛЧМ-сигнала появляются потери, обусловленные рассогласованием параметров канала ДПФ и ЛЧМ сигнала. При этом зависимость полученных абсолютных потерь характеризуется наличием наклона (-5 дБ) на декаду.

Сравнительный анализ потерь, полученных с помощью имитационного математического моделирования и выражения (2) показал, что они отличаются. В частности, зависимость потерь, описываемая выражением (2), при увеличении крутизны ЛЧМ сигнала имеет наклон (-5 дБ) на декаду, что не соответствует модельным данным равным (-10 дБ). Зависимость относительных потерь с неверным наклоном от крутизны не имеет пересечений с линией допустимых потерь. При использовании выражения (2), всегда будет один результат: требуется один канал с «квазиоптимальной» крутизной, равной минимальной заданной. Данный результат на практике не даст никакого выигрыша, а наоборот значительно уменьшит ОСШ и как следствие вероятность правильного обнаружения.

Анализ зависимостей, представленных на рисунке 2, б показал, что значения абсолютных потерь, полученных с помощью выражения (3), не значительно отличаются от результатов имитационно-математического моделирования. Потери, описываемые выражением (3), характеризуются наличием сдвига в сторону меньшей крутизны, а также большим наклоном зависимости (-10 дБ на декаду, а необходимо -5 дБ). Сдвиг, а также не правильный наклон зависимости (в случае выбора допустимых потерь более 7 дБ) может привести к значительному

увеличению абсолютных потерь выигрыша в ОСШ и как следствие, ухудшению возможностей обнаружителя ЛЧМ-сигналов.

Таким образом, выражения (16) и (17) не позволяют описать потери выигрыша и соответственно провести расчет параметров обнаружителя ЛЧМ сигнала. В то же время выражения (16) и (17) могут быть использованы для описания потерь выигрыша в ОСШ полученных по результатам ИММ.

Поэтому с учетом (16) и (17) были получены эмпирические выражения, описывающие относительные и абсолютные потери выигрыша в ОСШ полученные по результатам ИММ.

$$L_{\text{отн}} = \sqrt{\left(1 + \frac{\gamma}{4\gamma_{\phi}}\right)^{-3}}, \quad (4)$$

$$L_{\text{абс}} = \frac{2\gamma_{\phi}}{\gamma} \left(0.5 + \frac{\gamma_{\phi}}{\gamma}\right)^{-2}. \quad (5)$$

где $\gamma_{\phi} = \Delta f_{\phi} / \tau_{\phi} \approx \Delta f_{\phi}^2$.

Таким образом, структура «квазиоптимального» обнаружителя ЛЧМ сигналов может быть представлена многоканальным устройством с количеством и параметрами каналов, определяемыми заданной величиной потерь в ОСШ.

Для расчета параметров «квазиоптимального» обнаружителя, необходимо найти такое (пороговое) значение крутизны ЛЧМ-сигнала ($\gamma = \gamma_{\text{пор}}$) при котором потери равны максимально допустимым ($L=L_{\text{max}}$). Для этого выражение (5) может быть преобразовано следующим образом:

$$\begin{aligned} L_{\text{max}}^{-1} &= \frac{\gamma_{\text{пор}}}{2\gamma_{\phi}} \left(0.5 + \frac{\gamma_{\phi}}{\gamma_{\text{пор}}}\right)^2 = \frac{\gamma_{\text{пор}}}{2\gamma_{\phi}} \left(0.25 + \left(\frac{\gamma_{\phi}}{\gamma_{\text{пор}}}\right)^2 + 2 \cdot 0.5 \frac{\gamma_{\phi}}{\gamma_{\text{пор}}}\right) = \\ &= \frac{\gamma_{\text{пор}}}{8\gamma_{\phi}} + \frac{\gamma_{\phi}}{2\gamma_{\text{пор}}} + \frac{1}{2} = \frac{\gamma^2 + 4\gamma_{\text{пор}}\gamma_{\phi} + 4\gamma_{\phi}^2}{8\gamma_{\text{пор}}\gamma_{\phi}}. \end{aligned} \quad (6)$$

После выполнения преобразований получим:

$$\gamma_{\text{пор}}^2 + \left(4 - \frac{8}{L_{\text{max}}}\right) \gamma_{\text{пор}}\gamma_{\phi} + 4\gamma_{\phi}^2 = 0. \quad (7)$$

Полученное уравнением является квадратным, и может быть решено относительно двух переменных $\gamma_{\text{пор}}$ и γ_{ϕ} . Решение квадратного уравнения (7) относительно γ_{ϕ} позволяет найти «квазиоптимальное» значение крутизны канала ДПФ.

$$\gamma_{\phi} = \left(\frac{1}{L_{\text{max}}} + \sqrt{\frac{1}{L_{\text{max}}^2} - \frac{1}{L_{\text{max}}}} - 0.5 \right) \gamma_{\text{пор}}. \quad (8)$$

Начальное значение пороговой крутизны примем наименьшей из возможных значений крутизны ЛЧМ сигнала $\gamma_{\text{пор}} = \gamma_{\text{min}}$.

Решение квадратного уравнения (7) относительно $\gamma_{\text{пор}}$ позволяет найти пороговое значение крутизны ЛЧМ сигнала, при которой данный канал ДПФ обеспечивает потери в ОСШ равные заданным

$$\gamma_{\text{пор}} = 4 \left(\frac{1}{L_{\text{max}}} + \sqrt{\frac{1}{L_{\text{max}}^2} - \frac{1}{L_{\text{max}}}} - 0.5 \right) \gamma_{\phi}. \quad (9)$$

Расчет необходимого количества каналов может быть представлен в виде рекуррентного алгоритма последовательных вычислений «квазиоптимальных» значений каналов ДПФ и соответствующих им пороговых значений крутизны с использованием выражений (8) и (9)

$$\begin{aligned} \gamma_{\phi 1} = f(\gamma_{\text{пор}0}, L_{\text{max}}) &\Rightarrow \gamma_{\text{пор}1} = f(\gamma_{\phi 1}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \gamma_{\phi 2} = f(\gamma_{\text{пор}1}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \\ \Rightarrow \gamma_{\text{пор}2} = f(\gamma_{\phi 2}, L_{\text{max}}) &\Rightarrow \gamma_{\phi 3} = f(\gamma_{\text{пор}2}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \gamma_{\text{пор}3} = f(\gamma_{\phi 3}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \dots \Rightarrow \\ &\Rightarrow \gamma_{\phi k} = f(\gamma_{\text{пор}k-1}, L_{\text{max}}) \Rightarrow \gamma_{\text{пор}k} = f(\gamma_{\phi k}, L_{\text{max}}), \end{aligned} \quad (10)$$

где k – требуемое количество каналов ДПФ.

Анализ выражений (8) и (9) для расчета «квазиоптимальной» крутизны канала ДПФ и пороговых значений интервалов крутизны показал, что они могут быть преобразованы к обобщенным выражениям, позволяющим произвести расчет значения «квазиоптимальной» крутизны k -ого канала и соответствующего ему порогового значения интервала крутизны:

$$\begin{aligned} \gamma_{\phi k} &= \left(\frac{1}{L_{\text{max}}} + \sqrt{\frac{1}{L_{\text{max}}^2} - \frac{1}{L_{\text{max}}}} - 0,5 \right) \gamma_{\text{пор}k-1}; \\ \gamma_{\text{пор}k} &= 4 \left(\frac{1}{L_{\text{max}}} + \sqrt{\frac{1}{L_{\text{max}}^2} - \frac{1}{L_{\text{max}}}} - 0,5 \right) \gamma_{\phi k}. \end{aligned} \quad (11)$$

где $k = 1, 2, \dots, N_{\phi}$.

Последовательная подстановка выражений (11) друг в друга выполняется до тех пор, пока k -ое значение пороговой крутизны канала ДПФ не превысит максимально возможное значение крутизны ЛЧМ сигнала γ_{max} .

$$\gamma_{\text{пор}k-1} < \gamma_{\text{max}} \leq \gamma_{\text{пор}k}. \quad (12)$$

Количество последовательных подстановок определяет количество каналов ДПФ (N_{ϕ}). Каждый из каналов ДПФ $\gamma_{\phi}(k)$ обеспечивает величину потерь выигрыша в ОСШ в диапазоне крутизны ЛЧМ-сигнала от $\gamma_{\text{пор}k-1}$ до $\gamma_{\text{пор}k}$.

Последовательная подстановка выражений (11) друг в друга позволяет получить «квазиоптимальные» и пороговые значения крутизны каналов ДПФ. Графики зависимости потерь выигрыша в ОСШ от крутизны ЛЧМ-сигнала, построенные по приведенному выше алгоритму, представлены на рисунке 2.

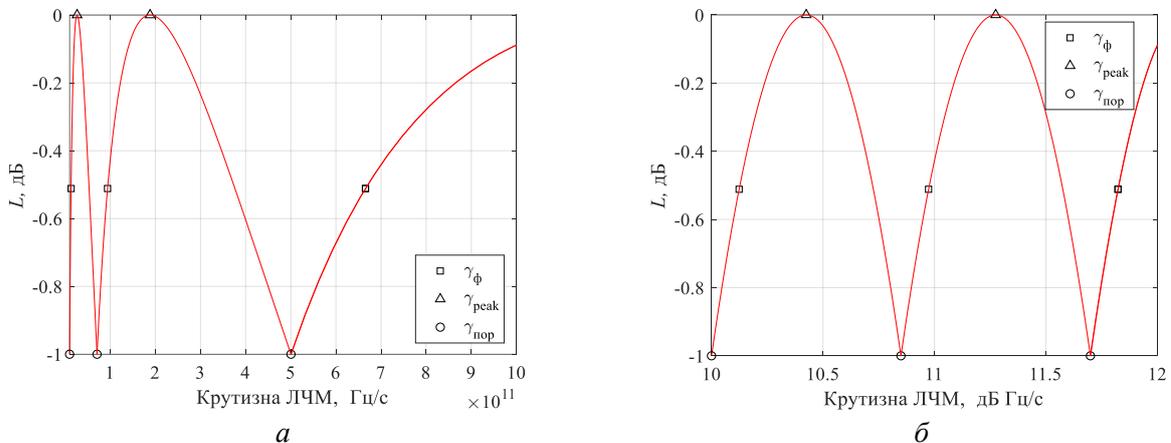


Рис. 2. Зависимости потерь выигрыша в ОСШ от крутизны ЛЧМ сигнала при заданных максимальных потерях в линейном (а) и в логарифмическом (б) масштабе

Как видно из графиков, в линейном масштабе (рисунок 2, а) представленные зависимости не симметричны, но имеют регулярное в логарифмическом масштабе (рисунок 2, б) расположение вдоль оси крутизны. Данная закономерность объясняется тем, что номинальные значения, рассчитанные по системе (11), соответствуют членам конечного степенного ряда вида $a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_nx^n$. Использование указанной закономерности позволяет получить необходимое число каналов ДПФ и значения их полос пропускания не рекуррентным алгоритмом, а прямым.

Следует отметить, что количество каналов ДПФ, должно обеспечивать перекрытие возможного диапазона крутизны ЛЧМ сигнала. В случае, когда в возможном диапазоне изменения крутизны ЛЧМ сигнала укладывается не целое количество каналов ДПФ, производится округление. Округление к большему целому позволяет расширить диапазон

параметров ЛЧМ сигнала при ведении радиотехнической разведки, а также снизить потери выигрыша в канале ДПФ. Так как требуемый диапазон параметров известен или обоснован и соответственно в расширении не нуждается, то следует минимизировать потери в каналах. Для этого необходимо расположить округленное количество каналов ДПФ внутри возможного диапазона крутизны ЛЧМ сигнала равномерно.

Таким образом, выполнено аналитическое обоснование структуры и параметров «квазиоптимального» обнаружителя зондирующих ЛЧМ сигналов, обеспечивающих обнаружение сигналов с потерями выигрыша в отношении сигнал-шум, не превышающих заданные. Одним из важнейших достоинств предложенной методики является возможность обеспечения «гарантированного» обнаружения и пеленгования зондирующего сигнала при любой крутизне закона линейной частотной модуляции. Единственным условием является нахождение данной величины в пределах известного (определяемого условиями боевого применения) диапазона значений крутизны ЛЧМ сигнала. Использование «квазиоптимального» обнаружителя ЛЧМ сигналов открывает широкие перспективы его практического внедрения в бортовую аппаратуру радиотехнической разведки (РТР) с целью получения координат ИРИ и дальнейшего использования их в качестве целеуказания средствам огневого поражения.

Список используемой литературы

- 1 Дрогалин В.В., Меркулов В.И., Федоров И.Б. и др. Алгоритмы оценивания угловых координат источника излучения, основанные на методах спектрального анализа. – Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1998, №2.
- 2 Дрогалин В.В., Меркулов В.И., Чернов М.В. Модифицированный алгоритм совместного оценивания угловых координат, мощности и число источников излучения на основе метода Прони и алгоритма Берлекампа. – Радиотехника, 2001, №8.
- 3 Канатчиков А.А. Сравнительный анализ методов обнаружения и определения параметров зондирующих сигналов РСА космического базирования. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.2>.
- 4 Naeff, A.V.: Minimum detectable radar signal and its dependence on parametrs of radar system. – “Proc. IRE”, v. 34, p. 857–861, 1946.
- 5 Гатальский А. М. / Обоснование способа цифровой обработки ЛЧМ-сигнала на основе применения дискретного преобразования Фурье / А. М. Гатальский, А. Г. Боровой вестник ВА РБ №2 2021.
- 6 Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех [Текст]: монография / И.Ф.Купряшкин, В.П.Лихачев. – Воронеж: Издательство-полиграфический центр «Научная книга», 2014. – 460 с. ISBN 978-5-4446-0481-6.
- 7 Р. Шлезенгер / Радиоэлектронная война, М.: Воениздат. 1963, 320 с.
- 8 Методы и средства радиоэлектронной защиты: учеб. пособие / С. В. Козлов. – Минск: БГУИР, 2019. – 188 с.: ил. ISBN 978-985-543-501-4.
- 9 Отчет о НИР «Ртуть» (заключ.) / Воен. Акад. Респ. Беларусь; рук. А. М. Гатальский; исполн.: В. В. Ковалевич, В.С. Иванюк [и др.]. – Минск, 2021. – 92 с.