

УДК 681.32

А.М. Сотников¹, В.И. Барсов², Ю.В. Самсонов³¹Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков²Украинская инженерно-педагогическая академия, Харьков³Академия внутренних войск МВД Украины, Харьков

РАЗРАБОТКА МЕТОДА СОВМЕЩЕНИЯ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ НАВИГАЦИИ С ШУМОВОЙ ПОДСВЕТКОЙ ПО ШИРИНЕ СПЕКТРОВ СИГНАЛОВ

Разработан метод совмещения радиометрического канала с активной шумовой подсветкой объекта по ширине спектров сигналов и дана оценка его применимости.

Ключевые слова: радиометрический канал, спектр сигналов, фильтр, отношение сигнал-шум.

Постановка проблемы

Для повышения информативности сигналов, принимаемых РМСН ММДВ, необходимо повысить отношение сигнал/шум. Одним из способов повышения отношения сигнал/шум является применение шумовой «подсветки» объектов привязки [1 – 5]. Исходя из этого, необходимо совмещать рассматриваемые системы на одну антенну, так как к ним предъявляются жесткие требования относительно габаритно-массовых показателей.

Анализ существующих методов уплотнения и разделения каналов, а также результатов, проведенных в данном направлении исследований, позволяют сделать вывод о том, что одним из наиболее приемлемых является метод аппаратурного совмещения радиометрического канала с активной подсветкой по ширине спектра сигналов.

Известно, что в литературе [6 – 8] ранее рассматривалось применение метода разделения каналов по ширине спектров сигналов для решения задачи аппаратурного совмещения многоканальных систем. Однако для рассматриваемого класса систем применение этого метода практически не рассмотрено.

Целью статьи является разработка метода совмещения радиометрического канала с активной шумовой подсветкой объекта по ширине спектров сигналов и оценка его применимости.

Основная часть

Рассмотрим применение этого метода для аппаратурного совмещения приемно-передающих трактов пассивно-активных СН ЛА.

Структурная схема пассивно-активной РМ СН с совмещением пассивного РМ тракта и активного тракта (источника подсветки) представлена на рис. 1.

На рис. 2 приведена структурная схема приемного тракта с разделением активного и пассивного каналов. Часть излучаемого сигнала от источника «подсветки» через направленный ответвитель поступает в приемную часть активного канала (рис. 2). Принятый сигнал активного и пассивного каналов

после приемной антенны поступает в линейную часть приемника (ЛЧП) и далее на разделительное устройство (РУ), в котором осуществляется разделение сигнала на активный и пассивный каналы обработки сигнала. Разделительное устройство содержит входной фильтр с полосой частот Δf_1 , активный канал содержит фильтр Φ_a с полосой Δf_a , детектор D и ФНЧ с полосой $\Delta f_{ан}$, и пассивный канал, состоящий из фильтра Φ_p с полосой частот Δf_p , квадратичного детектора (кв. D) и ФНЧ с полосой частот $\Delta f_{рп}$.

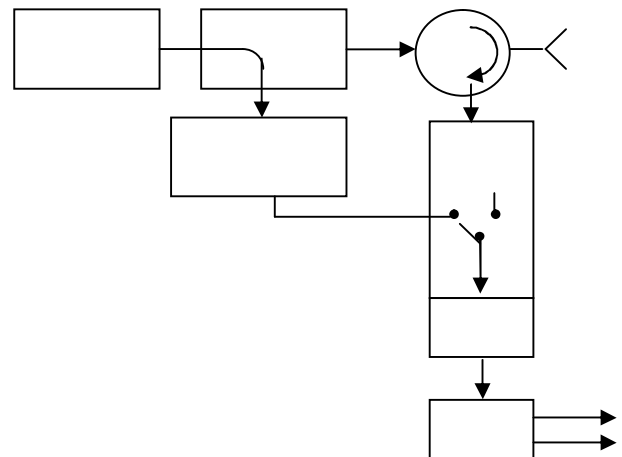


Рис. 1. Структурная схема приемно-передающего тракта источника подсветки, совмещенного с радиометром по ширине спектров сигналов

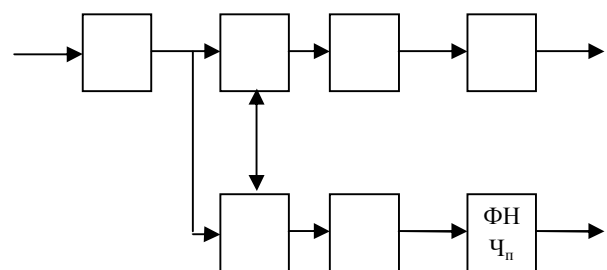


Рис. 2. Структурная схема приемного тракта совмещенной РМСН с источником «подсветки»

Для исследуемой схемы частотно-модулируемый сигнал источника «подсветки» в комплексной форме можно записать следующим образом:

$$u(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \dot{u}_o(t) e^{j\omega_0 t} \right\}. \quad (1)$$

Спектр сигнала, определяемого выражением (4), имеет вид

$$S_o(\omega) = \frac{\pi P_s}{\Delta\omega_s} \left[\exp \left(-\pi \left(\frac{n\omega - \omega_0}{\Delta\omega_s} \right)^2 \right) + \exp \left(-\pi \left(\frac{n\omega + \omega_0}{\Delta\omega_s} \right)^2 \right) \right], \quad (2)$$

где P_s – мощность излучаемого сигнала; ω_0 – центральная частота спектра излучаемого сигнала; $\Delta\omega_s$ – ширина спектра излучаемого сигнала; n – число гармоник сигнала. При малых значениях индекса частотной модуляции можно полагать $n = 1$. Тогда выражение (2) примет вид

$$S_o(\omega) = \frac{\pi P_s}{\Delta\omega_s} \left[\exp \left(-\pi \left(\frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega_s} \right)^2 \right) + \exp \left(-\pi \left(\frac{\omega + \omega_0}{\Delta\omega_s} \right)^2 \right) \right].$$

Спектр принятого сигнала определяется как

$$S_p(\omega) = \frac{2\pi P_s}{\sqrt{\Delta\Omega_d^2 + \Delta\omega_s^2}} e^{-\pi\omega^2 / (\Delta\Omega_d^2 + \Delta\omega_s^2)},$$

где Ω_d – доплеровское смещение частоты принятого сигнала. Учитывая, что в нашем случае $\Delta\omega_s$ мала, для спектра принятого сигнала запишем

$$S_p(\omega) = \frac{2\pi P_s}{\Delta\Omega_d} e^{-\pi(\omega / (\Delta\Omega_d))^2}.$$

Тогда суммарный спектр на выходе фильтра Φ_1 будет иметь вид

$$S_\Sigma(\omega) = \begin{cases} \frac{N_o}{2} + \frac{\pi P_s}{\Delta\Omega_d}, & \omega \in \omega_0 \pm \frac{\Delta\omega_{\Phi_1}}{2}; \\ 0, & \omega \notin \omega_0 \pm \frac{\Delta\omega_{\Phi_1}}{2}, \end{cases}$$

где $\Delta\omega_{\Phi_1}$ – полоса пропускания фильтра Φ_1 ; $N_o/2$ – спектральная плотность мощности радиотепловых сигналов.

Спектры сигналов на выходах фильтров, соответственно, активного Φ_a и пассивного Φ_n каналов будут определяться следующим образом

$$S_{\text{вых}\Phi_a}(\omega) = S_{\text{вх}\Phi_a}(\omega) G_{\Phi_a}(\omega), \quad (3)$$

$$S_{\text{вых}\Phi_n}(\omega) = S_{\text{вх}\Phi_n}(\omega) G_{\Phi_n}(\omega), \quad (4)$$

где $G_{\Phi_a}(\omega)$ и $G_{\Phi_n}(\omega)$ – соответственно, частотная характеристика Φ_a и Φ_n .

Частотная характеристика фильтра активного канала Φ_a может быть аппроксимирована гауссовой кривой

$$G_{\Phi_a}(\omega) = \exp \left(-\omega^2 / \Delta F_a^2 \right), \quad (5)$$

где ΔF_a – полоса пропускания Φ_a . Тогда для пассивного канала частотная характеристика фильтра будет иметь вид

$$G_{\Phi_n}(\omega) = \left(1 - \exp \left(-\omega^2 / \Delta F_a^2 \right) \right). \quad (6)$$

Спектры на выходах фильтров обоих каналов будут определяться следующим образом

$$S_{\text{вых}\Phi_a}(\omega) =$$

$$= \begin{cases} \frac{N_o}{2} \exp \left(-\frac{\omega^2}{\Delta F_a^2} \right) + \frac{\pi P_s}{\Delta\Omega_d} \exp \left(-\frac{\omega^2}{\Delta F_a^2} \right), & \omega \in \Delta\Omega_d; \\ 0, & \omega \notin \Delta\Omega_d; \end{cases} \quad (7)$$

$$S_{\text{вых}\Phi_n}(\omega) =$$

$$= \begin{cases} \frac{N_o}{2} \left(1 - \exp \left(-\frac{\omega^2}{\Delta F_a^2} \right) \right) + \frac{\pi P_s}{\Delta\Omega_d} \left(1 - \exp \left(-\frac{\omega^2}{\Delta F_a^2} \right) \right), & \omega \in \Delta\Omega_d; \\ 0, & \omega \notin \Delta\Omega_d; \end{cases}$$

$$\omega \in \left\{ \begin{array}{l} -\frac{\Delta\omega_{\Phi_1}}{2}, (\omega_0 - \Delta\Omega_d) \\ (\omega_0 + \Delta\Omega_d), \frac{\Delta\omega_{\Phi_1}}{2} \end{array} \right\}, \quad \omega \in \left\{ \begin{array}{l} -\frac{\Delta\omega_{\Phi_1}}{2}, (\omega_0 - \Delta\Omega_d) \\ (\omega_0 + \Delta\Omega_d), \frac{\Delta\omega_{\Phi_1}}{2} \end{array} \right\}. \quad (8)$$

Корреляционная функция (КФ) сигнала на выходе квадратичного детектора имеет вид

$$R_{\text{квд}}(\tau) = D^2 [1 + 2\rho^2(\tau)], \quad (9)$$

где D и $\rho(\tau)$ – соответственно, дисперсия и нормированная КФ сигнала на входе квадратичного детектора. Преобразуя по Фурье левую и правую части выражения (9), получим формулу для энергетического спектра на выходе квадратичного детектора в виде

$$S_{\text{квд}}(\omega) = D^2 [2\pi\delta(\omega) + 2S\rho(\omega)*S\rho(\omega)], \quad (10)$$

где $\delta(\omega)$ – δ -функция; $S\rho(\omega)*S\rho(\omega)$ – свертка спектральной плотности

$$S\rho(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

Опуская промежуточные преобразования, приведем выражения для дисперсии сигналов на входе детектора D_a и квадратичного детектора D_n

$$D_a = \frac{N_o}{\sqrt{2}} \Delta F_a \Phi \left(\frac{\Delta F_a}{2} \right) + \frac{4\pi^2 P_s}{\sqrt{2}} \frac{\Delta F_a}{\Delta\Omega_d} \Phi \left(\frac{\Delta F_a}{2} \right); \quad (11)$$

$$D_n = \frac{N_o}{\sqrt{2}} \left[\frac{\Delta\omega_{\Phi_1}}{2\pi} - \frac{\omega_0}{\pi} - \frac{\Delta\Omega_d}{\pi} - \Delta F_a 2\pi\sqrt{\pi} \right] + \frac{\pi P_s}{\Delta\Omega_d} \left[\frac{\Delta\omega_{\Phi_1}}{2\pi} - \frac{\omega_0}{\pi} - \frac{\Delta\Omega_d}{\pi} - \Delta F_a 2\pi\sqrt{\pi} \right]. \quad (12)$$

После прохождения фильтра низких частот с идеальной частотной характеристикой для активного канала

$$H_a(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega \in [-\Delta F_a / 2, \Delta F_a / 2] \\ 0, & \omega \notin [-\Delta F_a / 2, \Delta F_a / 2] \end{cases} \quad (13)$$

и для пассивного канала

$$H_n(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega \in [-\Omega_1, \Omega] \\ 0, & \omega \notin [-\Omega_1, \Omega] \end{cases} \quad (14)$$

высокочастотная часть спектров сигналов отфильтровывается и мощность постоянных составляющих выходных сигналов активного $P_{sa} = D_a^2$ и пассивного $P_{sn} = D_n^2$, а флуктуационной

$$P_{\text{фла}} = \frac{2D_a^2}{\Delta\Omega_{\partial}} \left[\Delta F_a \pi \Phi(\Delta F_a) - \frac{1}{\Delta\Omega_{\partial}} \frac{\Delta F_a^2}{2} \exp\left(-\frac{2\Omega^2}{\Delta F_a^2}\right) \right] \quad (15)$$

$$P_{\text{флп}} = \frac{2D_a^2}{\Delta\Omega_{\partial}} \left[\Omega_1 - \frac{\Omega_1^2}{2\Delta\omega_{\Phi_1}} + (2\pi\sqrt{2\pi})\Delta F_a + \frac{7}{2} \frac{\Delta F_a^2}{\Delta\omega_{\Phi_1}} \left[1 - \exp\left(-\frac{2\Omega^2}{\Delta F_a^2}\right) \right] \right] \quad (16)$$

Выделяя из постоянной составляющей полезную компоненту и извлекая корень квадратный из отношения $P_s^2/P_{\text{фл}}$, получим отношение сигнал-шум по напряжению на выходе активного

$$q_a = \frac{1}{\left(1 + \frac{N_o f_{\Phi_1}}{P_s}\right) \sqrt{\frac{2}{\Delta f_{\Phi_1}} \left[\Delta F_a \pi - \frac{\Delta F_a^2}{2\Delta f_{\Phi_1}} \exp\left(-\frac{2\Delta F_a^2}{\Delta F_p^2}\right) \right]}} \quad (17)$$

и пассивного каналов совмещенной по ширине спектров сигналов системы навигации

$$q_{\text{п}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{2}{\Delta f_{\Phi_1}} \left[F_{\text{ФНЧ}} - \frac{F_{\text{ФНЧ}}^2}{\Delta f_{\Phi_1}} + \Delta F_a \text{ФНЧ} (2\pi\sqrt{2} - \pi) \right]}} + \frac{1}{\sqrt{\frac{2}{\Delta f_{\Phi_1}} \left[\frac{7}{2} \frac{\Delta F_a^2 \text{ФНЧ}}{\Delta f_{\Phi_1}} \left[1 - e^{-\left(\frac{F_3}{\Delta F_a}\right)^2} \right] \right]}} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{N_o f_{\Phi_1}}{P_s}\right)} \quad (18)$$

Таким образом, из выражения (18) следует, что для уменьшения влияния активного канала на качество радиометрического приема нужно уменьшить полосу пропускания входного фильтра ФНЧ активного канала. На рис. 3 представлена зависимость отношения сигнал-шум в пассивном канале от полосы пропускания фильтра низких частот. Видно, что в случае приближения полосы ФНЧ к нулю отношение сигнал-шум в радиометрическом канале будет максимальным.

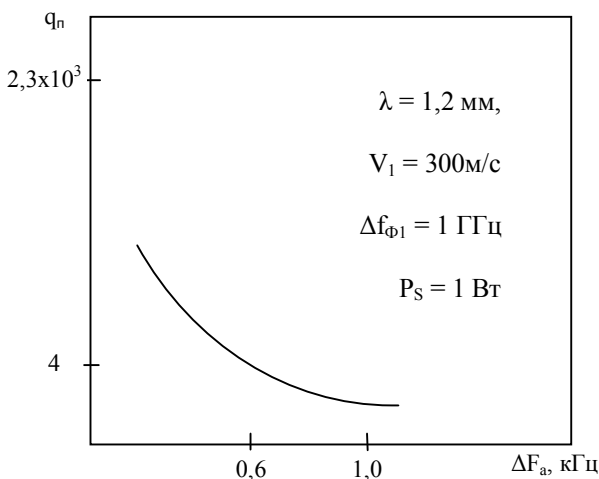


Рис. 3. Зависимость отношения сигнал-шум в пассивном канале от полосы пропускания фильтра

На рис. 4 показана зависимость отношения сигнал-шум в пассивном канале от мощности принимаемого сигнала $q = f(P_s)$. Показано, что с увеличением мощности принятого сигнала возрастает и отношение сигнал-шум в пассивном канале.

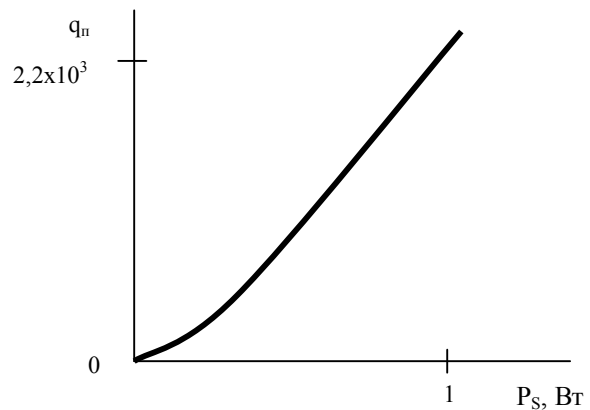


Рис. 4. Зависимость отношения сигнал-шум в пассивном канале от мощности излучаемого сигнала

На рис. 5 показана зависимость отношений сигнал-шум в активном канале от изменения полосы пропускания фильтра низких частот канала. Хотя с уменьшением полосы пропускания ФНЧ флуктуационная ошибка будет уменьшаться, это приведет к возникновению динамических искажений в активном канале и увеличению замираний сигнала. Поэтому, как видно из рис. 5, при выборе полосы пропускания ФНЧ активного канала необходимо стремиться к обеспечению минимальной динамической и флуктуационной ошибки.

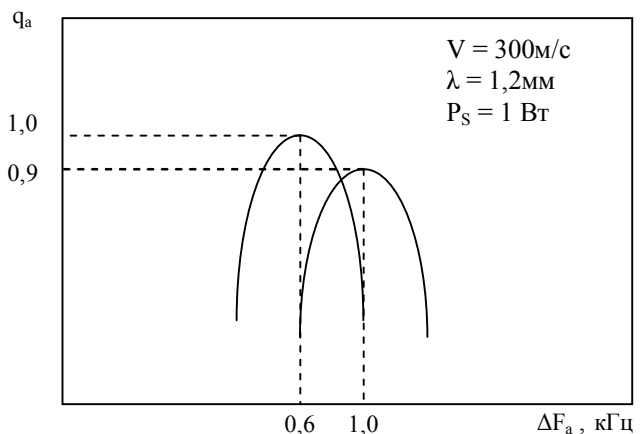


Рис. 5. Зависимость отношения сигнал-шум в активном канале от изменения полосы пропускания фильтра

Полученное выражение (18) для отношения сигнал-шум на выходе РМ СН, совмещенной с источником подсветки по ширине спектров сигналов, позволяет оценить влияние последнего на точность РМ СН ЛА.

Для системы навигации, совмещенной по ширине спектров сигналов $\Delta f = \Delta f_{\text{доплера}}$, а в приемопередающем тракте – ширине спектра шумового

сигнала. Так как $\Delta f_{\text{ш}} \gg \Delta f_{\text{доплера}}$, то, следовательно, погрешность измерений будет уменьшена в $\sqrt{\Delta f_{\text{ш}}/\Delta f_{\text{доплера}}}$ раз.

Например, пусть скорость полета ЛА $V = 350$ м/с, $\theta = 45^\circ$, $\Delta\theta = 10^{-2}$ рад. Тогда

$$\Delta f_{\text{доплера}} = \frac{2V}{\lambda \Delta\theta \cos\theta} = 8,25 \text{ Гц.}$$

Если взять характерную для совмещенных усилителей полосу пропускания $\Delta f = 500$ МГц, получим

$$\sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta f_{\text{доплера}}}} = 7,8 \times 10^3.$$

Однако такая степень точности, как правило, на практике не требуется, но это позволяет снизить в соответствующее число раз мощность излучаемого сигнала, и тем самым в сочетании с шумовой структурой и широкополосностью сигнала существенно повысить помехозащищенность совмещенной СН.

Вывод

Использование метода разделения каналов по ширине спектров сигналов для совмещения РМ СН с дополняющими ее системами позволяет при незначительном усложнении СН за счет малогабаритного источника подсветки значительно повысить информативность формируемых изображений, улучшить характеристики РМ СН, а, соответственно, практически полностью исключить взаимное влияние приемо-передающих трактов совмещенной СН друг на друга. Разделение каналов по ширине спектров сигналов позволяет обеспечить развязку каналов до 30 дБ.

Однако, полученные выражения для относительный сигнал-шум на выходе активного и пассивного каналов, не учитывают потерь сигналов в элементах трактов. Кроме того, аппроксимация коэффициентов взаимной корреляции с целью получения количественных оценок также снижает степень соответствия реальных и теоретически полученных оценок. Поэтому, для окончательного выяснения возможности

использования метода разделения каналов по ширине спектров для совмещения РМ СН ЛА с дополняющими ее системами целесообразно проведение экспериментальных исследований.

Список литературы

1. Антюфеев В.И. Применение принципов радиометрии в корреляционно-экстремальных системах навигации летательных аппаратов по наземным ориентирам / В.И. Антюфеев, В.Н. Быков, Б.И. Макаренко // Научно-виробничий журнал Арсенал XXI сторіччя. – 2002. – № 1. – С. 37-41.
2. Григорьев А. Зарубежные управляемые ракеты класса «воздух-земля» большой дальности / А. Григорьев // Зарубежное военное обозрение. – № 11.–1998.– С. 33-37.
3. Пауков В. Работы в США по совершенствованию ракетной системы АТАСМС / В. Пауков // Зарубежное военное обозрение. – № 3. – 2000. – С. 25-28.
4. Оперативно-тактический ракетный комплекс АТАСМС [Электрон. ресурс]. – Режим доступа до ресурсу: <http://www.new-factoria.ru/missile/wobb/mlrs/mlrs.shtml>.
5. Гурский Б. Системы наведения ракет класса «земля-земля» – основа дальнего огневого поражения наземных целей / Б. Гурский, А. Свободин // Военный парад. – Январь-февраль 2003. – С. 24-26.
6. Антюфеев В.И. Уплотнение каналов в многоканальных радиометрических приемниках миллиметрового диапазона волн / В.И. Антюфеев, В.Н. Быков, Т.В. Мирошник, В.Н. Радзиховский, А.М. Сотников // Радиотехника. – 2004. – Вып. 136. – С. 86-90.
7. АС 1544028 СССР, МКИ G 01 R 29/08. Многоканальный радиометр / В.И. Антюфеев, В.Н. Быков, В.А. Кулаков, А.С. Султанов, Ю.В. Овсянников. – Заявлено 23.12.88; Опубл. 15.10.89. – 4 с.
8. Антюфеев В.И. Шумовые свойства радиометрических матричных систем формирования изображений с уплотнением канальных сигналов / В.И. Антюфеев, В.Н. Быков // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. Науково-технічний журнал. – Харків: Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «ХАІ». – Вип. 2(10). – 2007. – С. 25-28.

Поступила в редколлегию 21.11.2012

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Л.Ф. Купченко, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

РОЗРОБКА МЕТОДУ СУМІЩЕННЯ РАДІОМЕТРИЧНОЇ СИСТЕМИ НАВІГАЦІЇ З ШУМОВОЮ ПІД СВІТКОЮ ПО ШИРИНІ СПЕКТРІВ СИГНАЛІВ

О.М. Сотников, В.І. Барсов, Ю.В. Самсонов

Розроблено метод суміщення радіометричного каналу з активною шумовою під світкою об'єкту по ширині спектрів сигналів й дана оцінка його застосування.

Ключові слова: радіометричний канал, спектр сигналів, фільтр, відношення сигнал-шум.

DEVELOPMENT OF A METHOD OF COMBINING THE RADIOMETRIC NAVIGATION SYSTEM WITH NOISE BACKLIGHT ON THE WIDTH OF THE SPECTRA OF SIGNALS.

A.M. Sotnikov, V.I. Barsov, Y.V. Samsonov.

Developed a method of combining the radiometric channel with active noise illumination of the object on the width of the spectra of signals and an assessment of its application.

Keywords: radiometric channel, the spectrum of the signal, the filter, the ratio of signal-to-noise.