

В. П. Разинкин¹, К. Я. Аубакиров², Т. Г. Сериков³

¹ Новосибирский государственный технический университет, ² Сибирский университет геосистем и технологий, ³ Карагандинский государственный технический университет

КВАЗИЭЛЛИПТИЧЕСКИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ*

В настоящее время в телекоммуникационных и радиоэлектронных системах широко используются беспроводные технологии передачи информации по радиоканалу. В связи с этим актуальной задачей является обеспечение электромагнитной совместимости большого числа одновременно работающих радиосредств с помощью высокоселективных полосовых фильтров. В настоящей работе представлены схемотехнические решения для микрополосковых фильтров с использованием неполного включения нагрузок и элементов связи. Такое построение позволяет получить в ближней зоне полосы заграждения дополнительные полюсы затухания, частоты которых определяются коэффициентом включения нагрузок. Для повышения селективных свойств в середину микрополосковой линии связи предложено включить конденсатор. Это позволило при неизменных габаритных размерах повысить порядок фильтра. Приведены частотные характеристики высокоизбирательного квазиэллиптического фильтра.

Ключевые слова: селективность, коэффициент включения, резонатор, режектор

Введение

Электрические фильтры являются важнейшими компонентами в радиоэлектронике, связи и телекоммуникациях. Селективные свойства фильтров в значительной степени определяют качество работы приемо-передающих трактов с цифровой многопозиционной модуляцией и частотным мультиплексированием. Кроме высокой селективности и малых прямых потерь, к современным фильтрам СВЧ-диапазона, выполненным по микрополосковой технологии, предъявляются все возрастающие требования по снижению массы и габаритов. Также должна обеспечиваться хорошая физическая реализуемость волнового сопротивления отрезков линий. Анализ известных схемотехнических решений для полосовых СВЧ-фильтров [1–4] показывает, что выполнить перечисленные выше требования можно при реализации фильтров с четвертьволновыми связями в микрополосковом исполнении. Отметим, что тривиальный способ повышения селективности путем простого увеличения порядка фильтра не является в полной мере эффективным, так как при конечной величине собственной добротности колебательных систем (четвертьволновых резонаторов) происходит быстрый рост прямых потерь и искажение формы амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) в полосе пропускания. Поэтому, наряду с увеличением порядка фильтра, предлагается

использовать частичное включение нагрузок, что эквивалентно применению двухмодовых колебательных систем, имеющих нули и полюсы затухания. Эта особенность превращает исходный фильтр с четвертьволновой связью в квазиэллиптический фильтр, что существенно повышает крутизну ската АЧХ. Характерной особенностью квазиэллиптического полосового фильтра является неравномерный уровень пульсации АЧХ в полосе заграждения и возможность произвольного выбора частот для полюсов затухания вблизи полосы пропускания.

Таким образом, целью настоящей работы является повышение селективных свойств и улучшение физической реализуемости полосовых фильтров с четвертьволновыми связями за счет преобразования их в квазиэллиптические фильтры.

Полосовые фильтры с четвертьволновой связью

В дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн широкое применение нашли баттервортовские и чебышевские фильтры с четвертьволновой связью на микрополосковых линиях передачи (МПЛ). Как известно, реализуемый диапазон волновых сопротивлений МПЛ лежит в пределах от 20 до 120 Ом. Это условие ограничивает минимальную полосу пропускания типовых конструкций фильтра [5–8] до 10%.

* Работа выполнена по Госзаданию в рамках проекта «Разработка теоретических основ построения измерительного оборудования для телекоммуникационных систем, содержащего мощные СВЧ аттенуаторы, полосовые фильтры с заданными частотами режекции и микрополосковые печатные антенны». Шифр: 8.6847.2017/БЧ.

На рис. 1 показаны схемы полосовых фильтров, у которых сосредоточенные и полусосредоточенные резонаторы эквивалентны параллельным контурам исходной структуры с четвертьволновой связью.

Условие эквивалентности перехода от параллельного LC-контра фильтра к полураспределенным и распределенным резонаторам на основе равенства крутизны проводимости колебательных систем имеет вид

$$\left. \frac{\partial B_K}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \left. \frac{\partial \left(j\omega C_0 + \frac{1}{j\rho \operatorname{tg}\theta} \right)}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0}, \quad (1)$$

где $B_K = j\omega C + 1/j\omega L$ – входная проводимость параллельного контура фильтра; ω – частота высокочастотного сигнала; C_0 – укорачивающая емкость; θ – электрическая длина укороченного шлейфа; ρ – волновое сопротивление укороченного шлейфа; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – центральная частота полосы пропускания фильтра; $k = C_0/C$ – параметр, которым задаются перед расчетом резонатора.

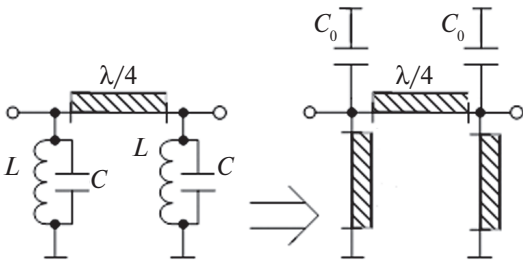


Рисунок 1. Полосовые фильтры с четвертьволновой связью

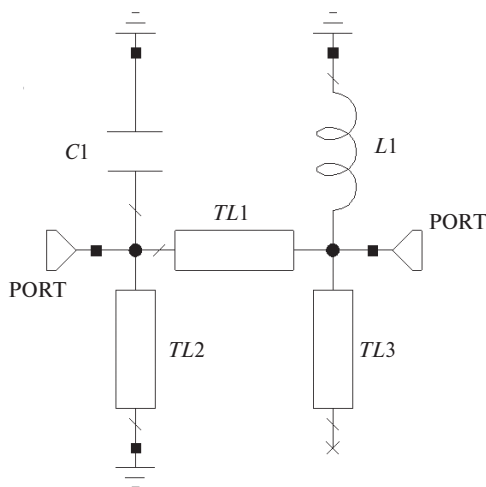


Рисунок 2. Микрополосковый фильтр с укорачивающими емкостным и индуктивным элементами

Далее учтем, что электрическая длина пропорциональна частоте высокочастотного сигнала, поэтому справедливы соотношения:

$$\frac{d\theta}{d\omega} = \frac{d\omega}{\omega}, \quad \frac{d\theta}{d\omega} = \frac{\theta}{\omega}. \quad (2)$$

Используя выражения (1) и (2), а также условие резонанса, получим трансцендентное уравнение для нахождения электрической длины укороченного шлейфа:

$$\frac{2}{k \operatorname{tg}\theta} - \frac{1}{\operatorname{tg}\theta} - \frac{\theta}{\sin^2\theta} = 0. \quad (3)$$

При численном решении уравнения (3) в математической компьютерной программе в качестве начального приближения рекомендуется взять значение электрической длины $\theta = \pi/2$. Значения параметра k выбираются в пределах $0 < k < 1$. Из условия резонанса рассчитывается волновое сопротивление укороченного короткозамкнутого шлейфа

$$\rho = \frac{1}{2\pi f_0 C_0 \operatorname{tg}\theta}. \quad (4)$$

Таким образом, сосредоточенный параллельный колебательный контур в полосе пропускания эквивалентно замещен укороченным по отношению к четверти длины волны короткозамкнутым шлейфом. Анализ уравнения (3) показывает, что при отсутствии укорачивающей емкости C_0 ($k \rightarrow 0$) электрическая длина стремится к 90° . При этом резонатор становится полностью распределенным, а его волновое сопротивление и электрическая длина определяются соотношениями:

$$\lim_{C_0 \rightarrow 0} \rho = \frac{1}{8f_0 C}, \quad \lim_{C_0 \rightarrow 0} \theta = 90^\circ.$$

Побочным эффектом использования укорачивающих емкостей является ухудшение фильтрации на высоких частотах. Для устранения этого недостатка предлагается в одном резонаторе использовать укорачивающую емкость и короткозамкнутый шлейф, а другом – укорачивающую индуктивность и разомкнутый шлейф, как показано на рис. 2.

По аналогии с предыдущим случаем было составлено трансцендентное уравнение для определения параметров полураспределенного резонатора с укорачивающей индуктивностью L_0 и разомкнутым на конце шлейфом

$$n + \frac{n\theta}{\sin\theta \cos\theta} - 2 = 0, \quad (5)$$

где $n = L/L_0$.

При численном решении уравнения (5) начальное приближение электрической длины шлейфа θ задается таким же, как и для уравнения (3). После нахождения значения электрической длины θ при

исходном задании $0 < n < 1$ рассчитывается волновое сопротивление укороченного разомкнутого шлейфа

$$\rho = 2\pi f_0 L_0 \operatorname{tg} \theta. \quad (6)$$

Отметим, что в соотношениях (3) и (5) L и C – это параметры параллельного контура, показанного на рис. 1, который является сосредоточенным эквивалентом укороченных резонаторов на МПЛ.

На рис. 3 приведены результаты расчета амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) для полосового фильтра второго порядка с неукороченными резонаторами, фильтра с емкостным укорочением резонаторов и фильтра с емкостным и индуктивным укорочением. Значения параметров элементов для всех трех вариантов полосового фильтра получены на основе соотношений (1)–(6).

Как видно из рис. 3, полосовой фильтр с одновременным использованием индуктивного и емкостного укорочения обладает лучшими избирательными свойствами.

Квазиэллиптические фильтры

Рассмотрим структуры высокоизбирательных квазиэллиптических фильтров на основе МПЛ с заданными частотами полюсов вблизи полосы пропускания. В основе предложенных схемотехнических решений лежит использование неполного включения нагрузок и линии связи, что позволило в узкополосных фильтрах использовать МПЛ с волновым сопротивлением 40–50 Ом. Для улучшения избирательных свойств и физической реализуемости элементов полосового фильтра предлагается включить конденсатор в середину отрезка линии связи и применить неполное индуктивное и емкостное включение, как показано на рис. 4.

Электрическая схема полосового фильтра с неполным включением нагрузок и элементов связи показана на рис. 5. На выходе этого фильтра включен дополнительный режектирующий контур (TL6-C5-L1) для подавления полосы пропускания на кратных гармониках центральной частоты основной полосы пропускания. Как видно из рис. 5, в данной схеме используется кондуктивная связь с первым резонатором и емкостная связь со вторым резонатором.

Изменяя коэффициент включения нагрузок, можно задавать требуемые значения режектирующих частот и подавлять близкорасположенные к полосе пропускания частоты помех. Введение дополнительного конденсатора в линию связи приводит к появлению в ней резонанса, в результате чего порядок фильтра увеличивается на единицу, и, соответственно, дополнительно улучшаются селективные свойства.

Расчет элементов фильтра при неполном включении нагрузок и цепи связи выполняется в следующем порядке.

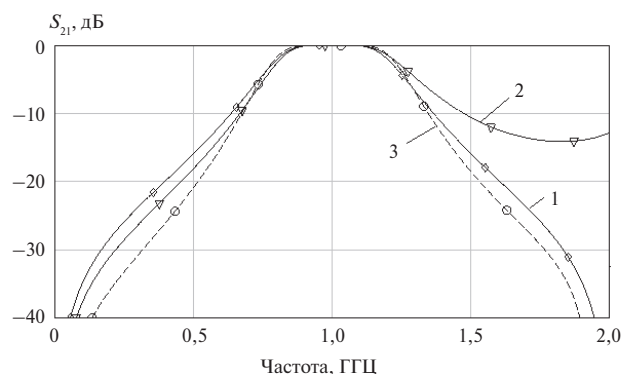


Рисунок 3. Амплитудно-частотные характеристики микрополосковых фильтров: 1 – полосового фильтра второго порядка с неукороченными резонаторами; 2 – фильтра с емкостным укорочением резонаторов; 3 – фильтра с емкостным и индуктивным укорочением

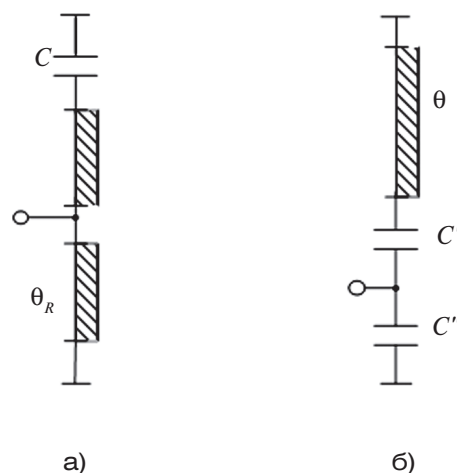


Рисунок 4. Полураspreadенный микрополосковый резонатор с неполным индуктивным (а) и емкостным (б) включением

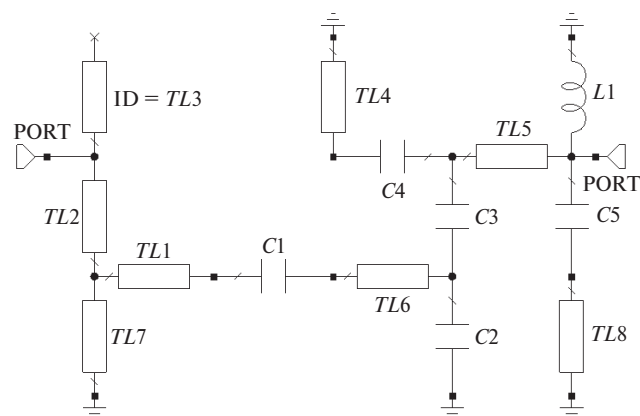


Рисунок 5. Полосовой фильтр с неполным включением нагрузок

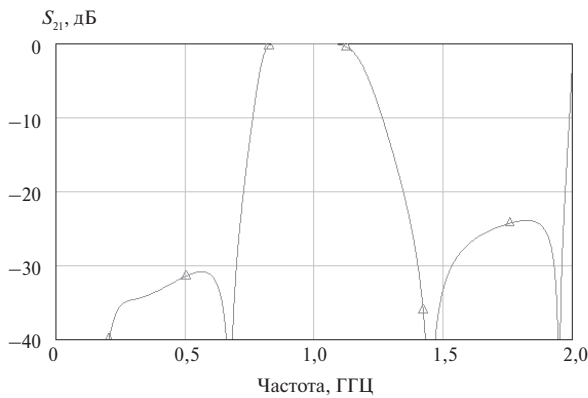


Рисунок 6. Амплитудно-частотная характеристика квазиэллиптического полосового фильтра с неполным включением нагрузок и элементов связи

Определяем расчетное характеристическое сопротивление фильтра по соотношению

$$R_0 = \frac{R_N}{\cos^2(\pi/2 - \theta_R)},$$

где R_N — номинальное сопротивление нагрузки, θ_R — электрическая длина области связи с нагрузкой входного четвертьволнового резонатора.

Для заданной полосы пропускания $\Delta\omega$ находим параметры (L_K, C_K) последовательного контура, являющегося расчетным сосредоточенным эквивалентом цепи связи при ее полном включении

$$L_K = \frac{\alpha_2 R_0}{\Delta\omega}, \quad C_K = \frac{1}{L_K \omega_0^2},$$

где α_2 — второй элемент нормированного чебышевского фильтра прототипа третьего порядка.

С учетом преобразований Нортонa [3] находим расчетную индуктивность и емкость последовательного контура связи при неполном включении с коэффициентом трансформации его характеристического сопротивления k_{rk}

$$\begin{aligned} L'_K &= \frac{L_K}{k_{rk}} + \frac{1 - \sqrt{k_{rk}}}{\sqrt{k_{rk}}} \cdot \frac{\rho \operatorname{tg} \theta_K}{\omega_0}, \\ C'_K &= \frac{C_b C_K \sqrt{k_{rk}}}{C_b k_{rk} \sqrt{k_{rk}} + C_K (1 - \sqrt{k_{rk}})}, \end{aligned} \quad (7)$$

где ρ — волновое сопротивление МПЛ-резонаторов, которое из конструктивного удобства можно принять равным R_N (50 Ом); θ_K — электрическая длина, соответствующая точке подключения линии связи к первому резонатору; C_b — емкость, входящая в состав второго резонатора, к которой подключается контур связи (для схемы на рис. 5 $C_b = C_2$).

Для обеспечения вертикальной симметрии фильтра с неполным включением контура связи

представим его в виде последовательного включения двух одинаковых контуров: $0,5L'_K - 2C'_K$. Далее от сосредоточенных последовательных контуров связи переходим к полусосредоточенным режекторам. Для этого воспользуемся условием равенства крутизны реактивного сопротивления сосредоточенного последовательного контура и полураспределенного режектора. Если из удобства конструктивной реализации задаться величиной волнового сопротивления МПЛ связи $\rho_k = R_N$, то трансцендентное уравнение для определения электрической длины линии связи θ_K будет иметь вид

$$\frac{\theta_K}{\cos^2 \theta_K} + \operatorname{tg} \theta_K - \frac{\sqrt{L'_K / C'_K}}{\rho_k} = 0. \quad (8)$$

По приведенным выше соотношениям (7) и уравнению (8) в среде MathCad с помощью известной процедуры root были рассчитаны параметры элементов цепи связи для фильтра на рис. 5. На рис. 6 приведена АЧХ полосового фильтра с неполным включением нагрузок и линии связи с дополнительным конденсатором.

Из рис. 6 видно, что при неполном включении нагрузок вблизи полосы пропускания имеются симметрично расположенные частоты режекции (полюсы затухания), как у квазиэллиптического фильтра.

В заключение отметим, что разработанные квазиэллиптические фильтры отличаются высокой селективностью, технологичны, имеют хорошую физическую реализуемость волнового сопротивления микрополосковых линий и могут быть использованы в широкополосных СВЧ-трактах различного назначения.

Выводы

Неполное включение нагрузок в микрополосковые резонаторы позволяет выбирать требуемые значения частот режекции в полосе заграждения за счет выбора различных величин коэффициента включения. Неполное включение нагрузок также позволяет реализовать резонаторы на микрополосковых линиях со стандартным значением волнового сопротивления 50 Ом. Симметричная форма АЧХ в полосе заграждения достигнута за счет чередования неполного кондуктивного и емкостного включения.

Включение конденсатора в середину линии связи, соединяющей микрополосковые резонаторы, позволяет за счет резонанса в такой цепи связи повысить порядок полосового фильтра и, соответственно, увеличить его селективность. Фильтры с таким типом связи отличаются малыми массогабаритными показателями и простотой настройки на любой частотный диапазон.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Zhang W., Wu Y., Liu Yu., et al. Planar wideband differential-mode bandpass filter with common-mode noise absorption // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2017. Vol. 27. № 5. P. 458–460.
2. Беляев Б. А., Лексиков А. А., Шабанов В. Ф. Микростриповый трехмодовый резонатор и миниатюрный фильтр на его основе со сверхширокой полосой пропускания // *Доклады Академии наук*. 2017. Т. 474. № 6. С. 682–686.
3. Синтез узкополосных фильтров на основе преобразований Нортона / В. П. Разинкин, А. Д. Мехтиев, А. С. Половников, Т. Г. Сериков // *Вопросы радиоэлектроники*. 2016. № 4. С. 93–98.
4. Унру Н. Э. Межрезонаторная связь в дискретно перестраиваемых фильтрах на отрезках однородных длинных линий // *Вопросы радиоэлектроники*. 2016. № 4. С. 60–63.
5. Унру Н. Э. Цепи связи четвертьволновых дискретно перестраиваемых резонаторов на отрезках однородных длинных линий с внешними устройствами // *Вопросы радиоэлектроники*. 2016. № 4. С. 64–68.
6. Belyaev B. A., Shabanov V. F., Khodenkov S. A., Galeev R. G. Investigation of microstrip Structures of Wideband bandpass Filters // *Doklady Physics*. 2015. Vol. 60. № 3. P. 95–101.
7. Исследование микростриповых конструкций широкополосных полосно-пропускающих фильтров / Б. А. Беляев, С. А. Ходенков, Р. Г. Галеев, В. Ф. Шабанов // *Доклады Академии наук*. 2015. Т. 461. № 1. С. 27–34.
8. Патент РФ на изобретение № 2544769 / 20.01.2014. Бюл. № 2. Беляев Б. А., Лексиков А. А., Сержантов А. М., Волошин А. С., Бальва Я. Ф. Микростриповый широкополосный полосно-пропускающий фильтр.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Разинкин Владимир Павлович, д.т.н., профессор, кафедра теоретических основ радиотехники, Новосибирский государственный технический университет, Российская Федерация, 630073, Новосибирск, просп. Карла Маркса, д. 20, тел.: 8 (953) 780-54-74, e-mail: razinkin@corp.nstu.ru.

Аубакиров Константин Якубович, к.т.н., кафедра специальных устройств, Сибирский университет геосистем и технологий, Российская Федерация, 630108, Новосибирск, ул. Плеханова, д. 10, тел.: 8 (923) 130-56-82, e-mail: aubakirov1949@mail.ru.

Сериков Тансауле Габдыманович, доктор Ph.D., доцент, кафедра технологий систем связи, Карагандинский государственный технический университет, Республика Казахстан, 100027, Караганда, бульвар Мира, 56, тел.: 7 (701) 227-61-53, e-mail: tansaule_s@mail.ru.

For citation: Razinkin V. P., Aubakirov K. Ya., Serikov T. G. Quasi-elliptic microstrip filter. Voprosy radioelektroniki, 2019, no. 4, pp. 75–80. DOI 10.21778/2218-5453-2019-4-75-80

V. P. Razinkin, K. Ya. Aubakirov, T. G. Serikov

QUASI-ELLIPTIC MICROSTRIP FILTER

Currently, modern telecommunication and radio-electronic systems widely use wireless information transmission technologies over the radio channel. Therefore, an urgent task is to ensure electromagnetic compatibility of a large number of simultaneously operating radio facilities using high-selective bandpass filters. This paper presents circuit solutions for microstrip filters using incomplete inclusion of loads and communication elements. This construction makes it possible to obtain additional attenuation poles in the near zone of the stop band, which frequencies are determined by the load inclusion factor. It is proposed to include a capacitor in the middle of the microstrip communication line to improve the selective properties. This made it possible to increase the order of the filter at constant dimensions. The frequency characteristics of a high-selective quasi-elliptic filter are given

Keywords: selectivity, ratio of inclusion, resonator, rejector

REFERENCES

1. Zhang W., Wu Y., Liu Yu., et al. Planar wideband differential-mode bandpass filter with common-mode noise absorption. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2017, vol. 27, no. 5, pp. 458–460.
2. Belyaev B. A., Leksikov A. A., Shabanov V. F. Microstrip three-mode resonator and miniature filter based on it with ultra-wide bandwidth. *Doklady Akademii nauk*, 2017, vol. 474, no. 6, pp. 682–686. (In Russian).
3. Razinkin V. P., Mechtiev A. D., Polovnikov A. S., Serikov T. G. Synthesis of narrow-band filters based on Norton transformations. *Voprosy radioelektroniki*, 2016, no. 4, pp. 93–98. (In Russian).
4. Unru N. E. Interresonators circuit of coupling in discrete tuning filters on pieces of homogeneous long lines. *Voprosy radioelektroniki*, 2016, no. 4, pp. 60–63. (In Russian).
5. Unru N. E. Circuits of connection quarter wave discrete tuning resonators on pieces of homogeneous long lines with external devices. *Voprosy radioelektroniki*, 2016, no. 4, pp. 64–68. (In Russian).
6. Belyaev B. A., Shabanov V. F., Khodenkov S. A., Galeev R. G. Investigation of microstrip structures of wideband bandpass filters. *Doklady Physics*, 2015, vol. 60, no. 3, pp. 95–101.
7. Belyaev B. A., Khodenkov S. A., Galeev R. G., Shabanov V. F. The study designs of broadband microstrip bandpass filters. *Doklady Akademii nauk*, 2015, vol. 461, no. 1, pp. 27–34. (In Russian).
8. Patent RUS no. 2544769 / 20.01.2014. Byul. no. 2. Belyaev B. A., Leksikov A. A., Serzhantov A. M., Voloshin A. S., Balva Ya. F. *Broadband microstrip band-pass filter*. (In Russian).

AUTHORS

Razinkin Vladimir, D. Sc., professor, Department of theoretical fundamentals of radio engineering, Novosibirsk State Technical University, 20, Karl Marks av., Novosibirsk, 630073, Russian Federation, tel.: +7 (953) 780-54-74, e-mail: razinkin@corp.nstu.ru.

Aubakirov Konstantin, Ph. D., associate professor, Department of special devices and technologies, Siberian State University of Geosystems and Technologies, 10, Plakhotnogo St., Novosibirsk, 630108, Russian Federation, tel.: +7 (923) 130-56-82, e-mail: aubakirov1949@mail.ru.

Serikov Tansaule, Ph. D., associate professor, Department of communication technology, Karagandy State Technical University, 56, bulvar Mira, Karagandy, 100027, Kazakhstan, tel.: +7 (701) 227-61-53, e-mail: tansaule_s@mail.ru.