

А.В. Лабынцев, Н.Е. Пономарев, А.Н. Саржанов, Д.В. Харланов

ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХРЕЗОНАТОРНОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО ЗВЕНА ГРЕБЕНЧАТОГО ТИПА С ОПТИМАЛЬНОЙ ДЛИНОЙ ОБЛАСТИ СВЯЗИ МЕЖДУ РЕЗОНАТОРАМИ

При проектировании СВЧ-устройств важную роль играет введение в топологию фильтра дополнительных конструктивных элементов или параметров, соответствующий выбор которых позволяет оптимизировать характеристики устройства по заданному критерию. В работе рассматривается способ расширения полосы заграждения микрополоскового фильтра гребенчатого типа за счет введения продольного смещения между резонаторами. Показано, что определенный выбор длины области связи между резонаторами позволяет минимизировать или свести к нулю связь между ними в окрестности утроенной средней частоты основной полосы пропускания, и тем самым существенно подавить паразитный провал затухания в этом диапазоне частот. В процессе проектирования фильтра был использован метод синтеза, основанный на переходе от фильтра к соответствующему $2n$ -полюсу, где n - количество резонаторов фильтра. Такой подход позволяет рассматривать фильтр как набор отдельных резонаторов, соединенных друг с другом, и ввести понятие потенциальной полосы пропускания, которая может быть легко определена по характеристикам $2n$ -полюса и расположена в желаемом интервале частотной оси с помощью легко формализуемого алгоритма выбора геометрических размеров фильтра. Электрическими характеристиками $2n$ -полюсника, используемого для синтеза устройства в основной полосе частот и на этапе оптимизации параметров устройства вблизи утроенного значения частот основной полосы частот, являются собственные проводимости резонаторов и проводимости соединения между ними. Целью работы является исследование влияния длины области связи между резонаторами двухрезонаторного микрополоскового гребенчатого фильтра на его электрические характеристики. Показано, что выбор оптимального значения длины области связи между резонаторами позволяет расширить полосу заграждения фильтра по уровню минус 30-35 дБ более чем в два раза за счет подавления паразитной полосы пропускания, формирующейся в окрестности утроенной средней частоты основной полосы пропускания. Указанный положительный эффект, заключающийся в расширении полосы заграждения фильтра, подтвержден результатами проектирования гребенчатого фильтра на двух смещенных резонаторах в программе HFSS.

Микрополосковый гребенчатый фильтр; продольное смещение резонаторов; паразитная полоса пропускания; полоса заграждения.

A.V. Labyntsev, N.E. Ponomarev, A.N. Sarzhanov, D.V. Kharlanov

CHARACTERISTICS OF A TWO-RESONATOR COMB-TYPE MICROSTRIP ELEMENT WITH AN OPTIMAL LENGTH OF THE COUPLING REGION BETWEEN THE RESONATORS

When designing microwave devices, an important role is played by the introduction of additional structural elements or parameters into the filter topology, the appropriate choice of which allows you to optimize the characteristics of the device according to a given criterion. The paper considers a method for expanding the barrier band of a comb-type microstrip filter by introducing a longitudinal displacement between the resonators. It is shown that a certain choice of the length of the coupling region between the resonators makes it possible to minimize or reduce to zero the coupling between them in the vicinity of the tripled average frequency of the main bandwidth, and thereby significantly suppress the parasitic attenuation dip in this frequency range. In the process of designing the filter, a synthesis method was used based on the transition from the filter to the corresponding $2n$ -pole, where n is the number of filter resonators. This approach allows us to consider the filter as a set of individual resonators connected to each other, and to introduce the concept of potential bandwidth, which can be easily determined by the characteristics of the $2n$ -pole and positioned in the desired frequency axis interval by an easily formalized algorithm for selecting the geometric dimensions of the device. The electrical characteristics of the $2n$ -pole used to synthesize the device within the baseband and at the stage of optimizing the device parameters in the vicinity of the tripled value of the baseband frequencies are the intrinsic conductivities of the resonators and the conductivities of the connection between them. The aim of the work is to study the effect of the length of the coupling region between the

resonators of a two-resonator microstrip comb filter on its electrical characteristics. It is shown that the choice of the optimal value of the length of the coupling region between the resonators makes it possible to expand the barrier band of the filter at a level of minus 30-35 dB by more than two times due to the suppression of the parasitic bandwidth formed in the vicinity of the tripled average frequency of the main bandwidth. This positive effect, which consists in expanding the filter barrier band, is confirmed by the results of designing a comb filter on two offset resonators in the HFSS program.

Microstrip comb filter; longitudinal displacement of resonators; parasitic bandwidth; barrier strip.

Введение. Поиск новых технических решений в области разработки микрополосковых фильтров (МПФ) на данном этапе развития радиотехники и беспроводной связи не теряет своей актуальности [1–5]. Одним из важнейших аспектов улучшения электрической характеристики полосового фильтра является расширение его полосы заграждения. Для решения этой задачи используются различные подходы [6–14].

С точки зрения расширения полосы заграждения для построения фильтра надо использовать, прежде всего, не полуволновые резонаторы, у которых первая паразитная полоса пропускания сосредоточена в окрестности удвоенной средней частоты основной полосы пропускания (ОПП), а четвертьволновые резонаторы, которые обладают двумя очевидными достоинствами. Во-первых, длина четвертьволнового резонатора при той же резонансной частоте в два раза меньше полуволнового, что в два раза уменьшает габариты фильтра. Во-вторых, четвертьволновые резонаторы обладают первой паразитной полосой пропускания, сосредоточенной в окрестности не удвоенной, а утроенной средней частоты ОПП, что автоматически позволяет получить в два раза более широкую полосу заграждения фильтра на четвертьволновых резонаторах по сравнению с фильтром на полуволновых резонаторах.

К фильтрам на четвертьволновых резонаторах относятся хорошо известные фильтры гребенчатого типа и фильтры на встречных стержнях. Несмотря на очевидные указанные достоинства фильтров на четвертьволновых резонаторах, их недостатком является необходимость обеспечить короткое замыкание одного из концов каждого резонатора, которое реализуется либо с помощью металлизированного отверстия, либо путем соединения конца резонатора с металлизированным основанием по торцу подложки. Введение короткого замыкания представляет собой дополнительную технологическую операцию, усложняющую и удорожающую производство фильтра и несколько ухудшающую повторяемость его характеристик.

Тем не менее, расширение полосы заграждения фильтра является порой настолько важным фактором, что в ряде случаев осуществляется переход от полуволновых резонаторов, например в традиционном шпилечном фильтре, к совокупности двух четвертьволновых резонаторов за счет введения металлизированного отверстия в середину каждого резонатора [15]. Это позволяет более чем в два раза расширить полосу заграждения фильтра на шпилечных резонаторах при тех же габаритных размерах устройства.

Другим возможным решением, приводящим к расширению полосы заграждения фильтра, является смещение резонаторов по отношению друг к другу, позволяющее изменять длину области связи между ними [8, 9]. Соответствующий выбор длины области связи между резонаторами позволяет минимизировать или свести к нулю связь между ними в окрестности утроенной средней частоты ОПП, и тем самым существенно подавить паразитный провал затухания в этом диапазоне частот. В этом случае первая паразитная полоса пропускания будет сформирована в окрестности упятеренной средней частоты ОПП, что позволит заметно расширить полосу заграждения по сравнению с фильтром на несмещенных четвертьволновых резонаторах.

В настоящей работе приведены результаты исследования влияния длины области связи между резонаторами двухрезонаторного микрополоскового гребенчатого фильтра на его электрические характеристики. Показано, что выбор оптимального значения длины области связи между резонаторами позволяет расширить полосу заграждения фильтра по уровню минус 30–35 дБ более чем в два раза за счет подавления паразитной полосы пропускания, формирующейся в окрестности утроенной средней частоты ОПП.

Математическая модель исследуемого фильтра и методика синтеза в пределах ОПП. На рис. 1 представлены схематические изображения исследуемого двухрезонаторного микрополоскового звена гребенчатого типа и соответствующего ему $2n$ -полюсника.

В [7, 15–17] было показано, что успешное и сравнительно быстрое проектирование полосового фильтра практически любой планарной топологии можно осуществить путем перехода от фильтра к соответствующему $2n$ -полюснику, где n – число резонаторов фильтра. Звено микрополоскового фильтра гребенчатого типа на рис. 1 образовано двумя резонаторами, каждый из которых имеет на одном из своих концов металлизированное отверстие, обозначенное черным кружком. Эти отверстия соединяют резонатор с металлизированной стороной диэлектрической подложки и тем самым обеспечивают короткое замыкание резонаторов в точках расположения этих отверстий.

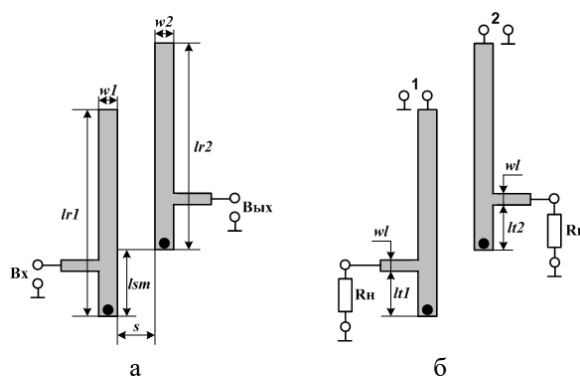


Рис. 1. Топология фильтра (а) и соответствующего ему 4-х полюсника (б)

На схемах рис. 1 указаны обозначения всех геометрических размеров устройства, значения которых должны быть либо заданы, либо определены в ходе решения задачи синтеза фильтра. Топология фильтра при ненулевом смещении резонаторов l_{sm} не обладает геометрической симметрией, поэтому ширины резонаторов w_1 , w_2 и их длины l_{r1} , l_{r2} , а также точки подключения l_{t1} , l_{t2} внешних цепей к резонаторам в большинстве случаев будут иметь неодинаковые значения.

Исходными данными для проектирования являются значения граничных частот ОПП, определяемой по уровню -3 дБ характеристики затухания фильтра, которая представляет собой зависимость элемента матрицы рассеяния $S_{21}(f)$, выраженного в дБ: $20 \lg S_{21}(f)$. На разных этапах проектирования для обозначения ОПП используется несколько различных терминов. На исходном этапе разработчик фильтра имеет дело с заданной полосой пропускания (ЗПП), границы которой определяются в техническом задании на проектирование. Под фактической полосой пропускания (ФПП) фильтра понимается диапазон частот, определяемый по уровню -3 дБ характеристики затухания $20 \lg S_{21}(f)$ спроектированного фильтра. Задача проектирования заключается в определении всех размеров фильтра на рис. 1,а, при которых ФПП фильтра, определенная в результате моделирования (например, в программе HFSS) или в результате проведения натурного эксперимента, будет максимально соответствовать ЗПП.

Осуществить успешное проектирование фильтра, исходя из анализа и оптимизации функции $20 \lg S_{21}(f)$, очень сложно, а при большом числе резонаторов практически невозможно. Это обусловлено тем, что функция $20 \lg S_{21}(f)$ не является монотонной, имеет сложный вид и ее поведение зависит в той или иной степени от всех геометрических размеров устройства, причем разработчик фильтра не может точно предсказать влияние отдельных геометрических параметров устройства на эту характеристику.

Существенно более простой является методика синтеза [15–17], основанная на переходе от фильтра к новому устройству, изображенному на рис. 1,б) и имеющему абсолютно аналогичные геометрические параметры, но описываемого не одной характери-

стикой $20lgS_{21}(f)$, а большим набором других электрических характеристик. Как видно на рис. 1 для перехода от фильтра (рис. 1,а) к новому 4-полюснику (рис. 1,б) необходимо: во-первых, в точках входа и выхода устройства разместить сосредоточенные резисторы с сопротивлением, равным входному сопротивлению на внешних зажимах фильтра, а, во-вторых, в середине разомкнутых концов каждого резонансного элемента надо создать новый виртуальный полюс. Эти полюсы, число которых равно числу резонаторов фильтра, являются виртуальными внешними зажимами для определения на них новых электрических характеристик резонансных элементов фильтра, а именно собственных проводимостей резонаторов $\dot{Y}_{ii}(f)$ и проводимости связи $\dot{Y}_{ij}(f)$ между ними. Важно отметить, что точка резонатора, в которой размещается его полюс, не может быть выбрана произвольно. Эта точка называется разомкнутым концом резонатора, так как при резонансе значение напряжения в ней максимально, а значение тока равно нулю, что соответствует режиму холостого хода.

Введенные в рассмотрение проводимости $\dot{Y}_{ij}(f)$, каждая из которых представляет собой комплексную функцию частоты, характеризуют свойства отдельного резонансного элемента во взаимосвязи с другими элементами 2n-полюсника. В данном случае число резонаторов равно двум, поэтому матрица проводимостей 4-полюсника на рис. 1,б имеет вид:

$$[\dot{Y}]_n = \begin{bmatrix} \dot{Y}_{11} & \dot{Y}_{12} \\ \dot{Y}_{21} & \dot{Y}_{22} \end{bmatrix}.$$

Требования к проводимостям 4-полюсника формулируются в пределах ОПП, и на этом этапе вводится еще один важный термин для определения полосы пропускания – потенциальная полоса пропускания (ППП). Она представляет собой диапазон частот, в пределах которого выполняется совокупность условий для формирования ППП (1) и условий согласования в этой ППП (2):

условия формирования ППП

$$\left| \frac{Im\dot{Y}_{ii}(f)*\rho_i}{Im\dot{Y}_{i,i+1}(f)*\gamma} \right| \leq 1, \text{ при } f \in [f_n, f_b], i = 1,2; \quad (1)$$

условия согласования в ППП

$$\frac{\rho_1}{|Im\dot{Y}_{1,2}(f)|} = \frac{1}{Re\dot{Y}_{11}(f)}; \quad \frac{\rho_2}{|Im\dot{Y}_{2,1}(f)|} = \frac{1}{Re\dot{Y}_{22}(f)}, \text{ при } f \in [f_n, f_b]. \quad (2)$$

В соотношениях (1)-(2) использованы следующие обозначения:

$Im\dot{Y}_{ii}(f)$ – мнимая составляющая собственной проводимости i -го резонансного элемента;

$Im\dot{Y}_{i,i+1}(f)$ – мнимая составляющая проводимости связи между i -м и $i+1$ -м элементом;

$Re\dot{Y}_{ii}(f)$ – реальная составляющая собственной проводимости i -го резонансного элемента;

f_n – нижняя граничная частота ОПП;

f_b – верхняя граничная частота ОПП;

ρ_i, γ – вещественные константы, определяемые на основе параметров лестничного прототипа g_i по формулам [18, 19]:

$$\gamma = g_1, \quad \rho_j = \frac{g_1}{\sqrt{g_j * g_{j+1}}}, \quad j = 1,2, \dots, n-1. \quad (3)$$

Заметим, что функция $\frac{Im\dot{Y}_{ii}(f)*\rho_i}{Im\dot{Y}_{i,i+1}(f)*\gamma}$, фигурирующая в (1), называется резонансной характеристикой i -го резонатора.

Важно, что мнимые составляющие собственных проводимостей отдельных резонансных элементов $Im\dot{Y}_{ii}(f)$ зависят, прежде всего, от геометрических параметров именно того элемента, на зажиме которого они определяются. Другие элементы тоже оказывают определенное влияние на эту характеристику, но оно существенно меньше. Это позволяет удовлетворить требования (1) к проводимостям 4-полюсника в пределах ППП в ходе итерационного подбора значений геометрических размеров при сравнительно небольшом числе итераций.

Выполнить условия согласования (2), фактически возможно лишь в одной или двух точках в пределах ППП, поскольку практически всегда функции $\frac{\rho_1}{|Im\dot{Y}_{1,2}(f)|}$, $\frac{\rho_2}{|Im\dot{Y}_{2,1}(f)|}$ и функции $\frac{1}{Re\dot{Y}_{11}(f)}$, $\frac{1}{Re\dot{Y}_{22}(f)}$ ведут себя неодинаково. Основное влияние на значение функции $\frac{1}{[Re\dot{Y}_{11}(f)+Re\dot{Y}_{22}(f)]}$ оказывают геометрические параметры резонаторов, к которым подключаются внешние цепи. Управлять значением функций $\frac{\rho_1}{|Im\dot{Y}_{1,2}(f)|}$ и $\frac{\rho_2}{|Im\dot{Y}_{2,1}(f)|}$ можно, прежде всего, величиной зазоров s_1 и s_2 , но надо учитывать, что значение $Im\dot{Y}_{1,2}(f)$ и $Im\dot{Y}_{2,1}(f)$ фигурирует и в условиях формирования ППП (1), влияя на наклон резонансной характеристики, а, следовательно, на ширину полосы пропускания. Поэтому основным способом обеспечить согласование фильтра с внешними цепями является верный выбор значения $\frac{1}{Re\dot{Y}_{11}(f)}$, $\frac{1}{Re\dot{Y}_{22}(f)}$.

Важно отметить, что условие (1) будут выполняться при любых геометрических размерах элементов фильтра, но в пределах некоторой произвольной ППП, границы которой не обязательно совпадают с границами ЗПП. То есть резонансная характеристика $\frac{Im\dot{Y}_{i,i}(f)*\rho_i}{Im\dot{Y}_{i,i+1}(f)*\gamma}$, определенная для каждого из резонансных элементов, всегда будет пересекать частотную ось на своей резонансной частоте, и в окрестности этого нуля резонансной характеристики будет формироваться ППП данного резонансного элемента. В ходе проектирования требуется подобрать значения геометрических размеров так, чтобы обеспечить максимальное совпадение ППП по обоим резонаторам, причем границы этих ППП должны с достаточной точностью совпадать с границами ЗПП. Если выполнить и условия согласования (2) в пределах этих ППП, то все три полосы пропускания (ЗПП, ППП и ФПП) совпадут. Этот факт в итоге проектирования обязательно требует подтверждения, которое осуществляется путем расчета характеристики фильтра $20lgS_{21}(f)$ и ее сопоставления с заданной характеристикой по ТЗ.

Оптимизация характеристики фильтра в окрестности утроенной частоты ОПП. Очевидно, что в ходе проектирования необходимо обязательно решить задачу синтеза в пределах ОПП. Но в рамках данной работы эта задача не является единственной, поскольку здесь также рассматривается и задача подбора оптимальной длины области связи между резонаторами, решение которой позволит расширить полосу заграждения фильтра в два раза.

Поскольку задача проектирования содержит два уровня оптимизации – в ОПП и в окрестности утроенной частоты ОПП, то и решать ее приходится поочередно по этим двум различным критериям. Предположим, что оптимальное значение смещения между резонаторами lsm , которое отвечает за поведение характеристик устройства в окрестности утроенной средней частоты ОПП, найдено. Очевидно, что это должно быть выполнено при фиксированных значениях всех прочих геометрических параметров фильтра. Далее приходится решать задачу синтеза устройства в пределах ОПП и на этом этапе проектирования значение смещения lsm , найденное ранее, должно быть зафиксировано. В процессе синтеза в пределах ОПП ширины резонаторов $w1$, $w2$, зазор между ними s , длины резонаторов $lr1$, $lr2$, а также точки подключения $lt1$, $lt2$ могут изменить свои значения. Это потребует на следующем этапе вернуться к оптимизации характеристик в окрестности утроенной средней частоты ОПП, в результате чего оптимальное значение lsm будет уточнено и изменится. Этот факт потребует уточнения результатов синтеза в окрестности ОПП... и так далее. Практика показывает, что этот двухступенчатый процесс оптимизации не является продолжительным, и требует не более 3-4 итераций.

Результаты исследования и оптимизации смещения между резонаторами. Задача проектирования устройства была решена в программе HFSS [20]. На рис. 2 представлена модель двухрезонаторного микрополоскового звена гребенчатого типа по схеме на рис. 1,б, разработанная в программе HFSS и предназначенная для анализа проводимостей 4-полюсника и решения задачи синтеза путем удовлетворения требований (1)–(2).

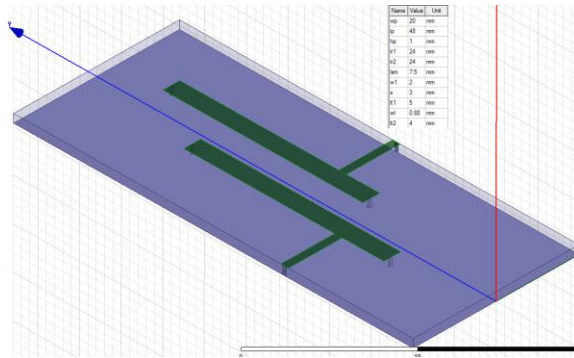


Рис. 2. Модель звена 4-полосника в HFSS с начальными значениями

Характеристики 4-полосника при смещении резонаторов $l_{sm}=7,5$ мм представлены на рис. 3 и содержат много полезной информации. Заметим, что малые значения проводимости связи в пределах основной ППП (отмечена на рис. 3 большими зелеными окружностями) говорят о большой крутизне резонансных характеристик в окрестности их нулей, а это обеспечивает малую ширину ОПП, что соответствует потенциальным возможностям фильтра гребенчатого типа. Окружностями голубого цвета отмечены частоты, в окрестностях которых потенциально могут формироваться паразитные полосы пропускания.

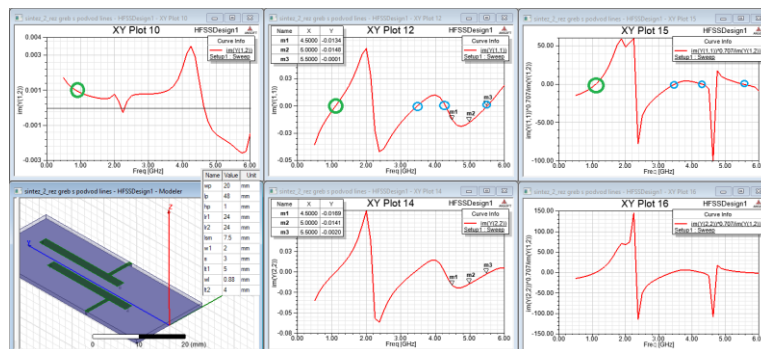


Рис. 3. Характеристики 4-полосника при $l_{sm} = 7,5$ мм

Результаты показали, что оптимальные значения l_{sm} находятся в пределах от 8 до 9 мм. Для наглядности на рис. 4 представлены характеристики 2n-полосника, а на рис. 5 приведены характеристики соответствующего фильтра при $l_{sm} = 8$ мм. Они показывают, что максимальное значение затухания в окрестности утроенной частоты ОПП не поднимается выше минус 28 дБ.

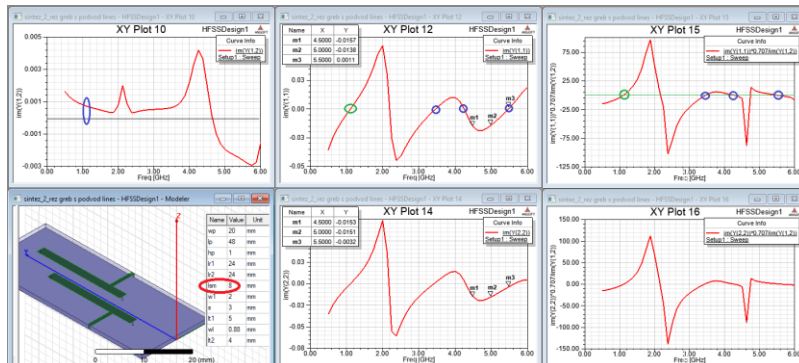


Рис. 4. Характеристики 4-полосника при $l_{sm} = 8,0$ мм

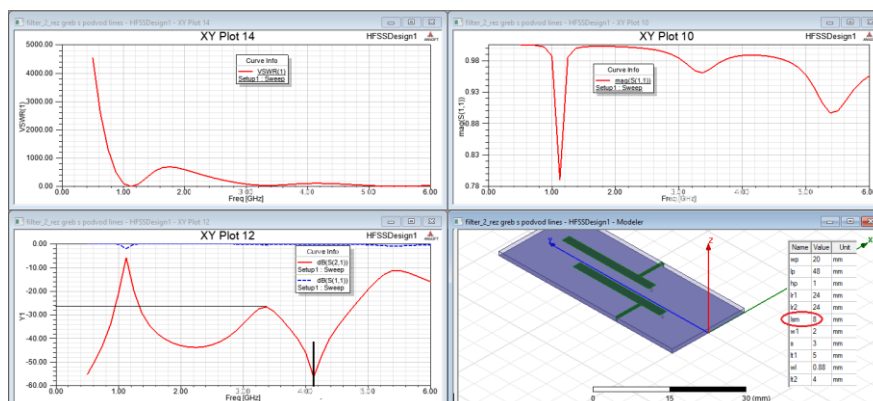


Рис. 5. Характеристики фильтра при $l_{sm} = 8,0$ мм

Исследование показало, что оптимальное значение смещения между резонаторами составляет $l_{sm} = 8,65$ мм при длине резонатора 24 мм. На рис. 6 представлены характеристики фильтра в окрестности утроенной частоты ОПП при $l_{sm} = 8,65$ мм. Они показывают, что значение затухания на утроенной частоте ОПП удалось повысить до минус 42 дБ.

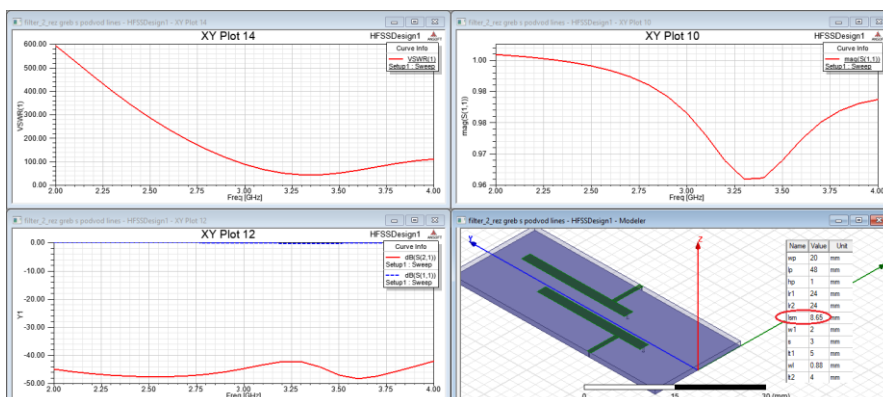


Рис. 6. Характеристики фильтра в окрестности 3 ГГц при $l_{sm} = 8,65$ мм

На этом первый этап оптимизации конструкции, связанный с определением оптимального значения длины области связи между резонаторами, закончен.

Синтез фильтра в пределах ОПП. Второй этап проектирования предполагает решение задачи синтеза в пределах ОПП, на частотах 1 ГГц.

Характеристики исходного 2n-полюсника, рассчитанные в окрестности ОПП при $l_{sm} = l_{sm\ opt} = 8,65$ мм, показали, что ППП формируется около 1,12 ГГц, ширина ее составляет 0,04 ГГц (4%), и условия согласования (2) при $l_{t1} = 5$ мм, $l_{t2} = 4$ мм не выполнены. После подбора точек подключения внешних цепей и их новых значениях $l_{t1} = l_{t2} = 1,35$ мм удалось выполнить условия согласования в пределах ППП. Результат представлен на рис. 7. Заметим, что на данном этапе исследований положение и ширина ППП не задавалась, а просто определялась по резонансным характеристикам 4-полюсника.

Результат расчета характеристик фильтра для $l_{t1} = l_{t2} = 1,35$ мм представлен на рис. 8. Он подтверждает высокую степень соответствия между ППП и ФПП и говорит о достаточно хорошем согласовании, которое удалось обеспечить в пределах ФПП фильтра.

На этом первый этап синтеза фильтра в окрестности ОПП закончен.

Второй этап корректировки длины области связи. Изменение точек подключения внешних цепей к фильтру сказалось на подавлении паразитной полосы пропускания в окрестности утроенной частоты основной полосы пропускания. Результаты расчета характеристик в широком диапазоне частот приведены на рис. 9.

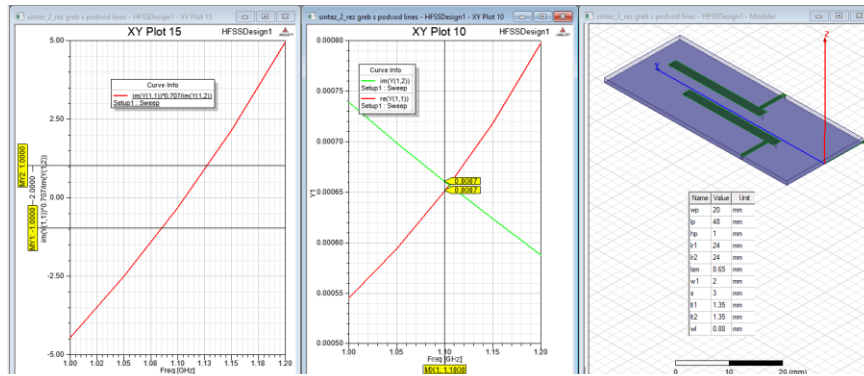


Рис. 7. Характеристики 4-полюсника в ППП при $lt_1 = lt_2 = 1,35$ мм

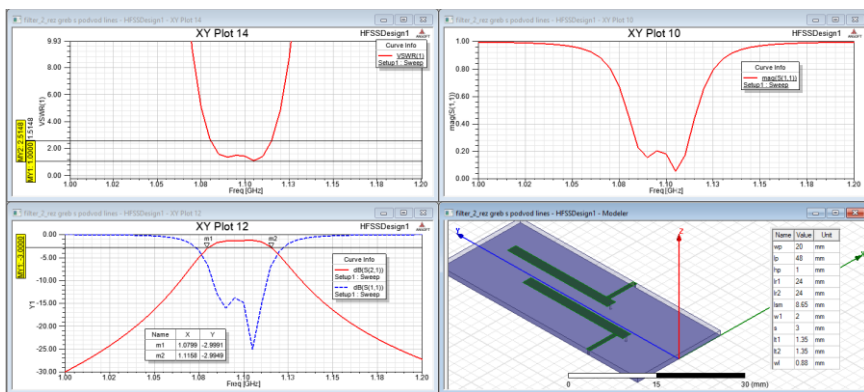


Рис. 8. Характеристики фильтра в окрестности ППП

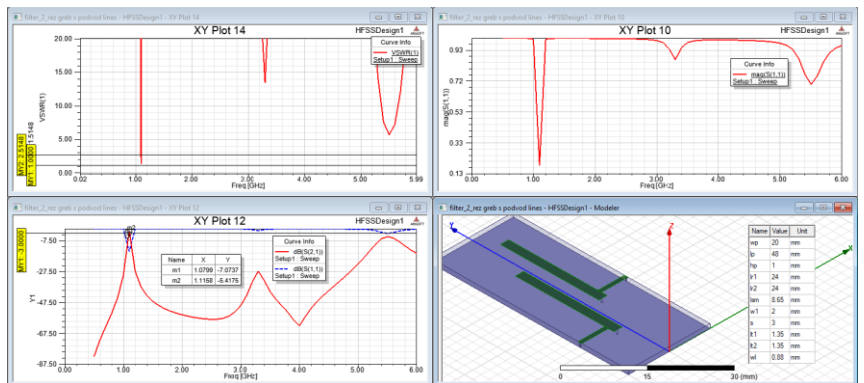


Рис. 9. Характеристики фильтра в широком диапазоне частот

Изменение точек подключения внешних цепей $lt_1 = lt_2$ привело к снижению уровня затухания на утроенной частоте ОПП с минус 42 дБ до минус 27,5 дБ. Следовательно, надо корректировать длину области связи, а затем снова возвращаться к синтезу фильтра в пределах ОПП.

В результате корректировки смещения между резонаторами, было найдено его новое оптимальное значение: $l_{sm\text{ опт}} = 8,76$ мм. Расчет характеристик фильтра показал, что уровень затухания в этом диапазоне составил не менее минус 33 дБ.

Второй этап синтеза в ОПП. Проверка влияния незначительного изменения смещения между резонаторами с $l_{sm} = 8,65$ мм на $l_{sm} = 8,76$ мм на поведения характеристик 4-полюсника и характеристик фильтра в пределах ОПП показала, что точки подключения

внешних цепей к крайним резонаторам потребовалось незначительно скорректировать: было $t1 = 1,35$ мм, а $lt2 = 1,35$ мм, а стало $t1 = 1,3$ мм, а $lt2 = 1,355$ мм. За счет этого удалось добиться улучшения согласования и на этом проектирование устройства закончилось. Итоговые характеристики фильтра в окрестности основной полосы пропускания и в широком диапазоне частот представлены на рис. 10 и 11.

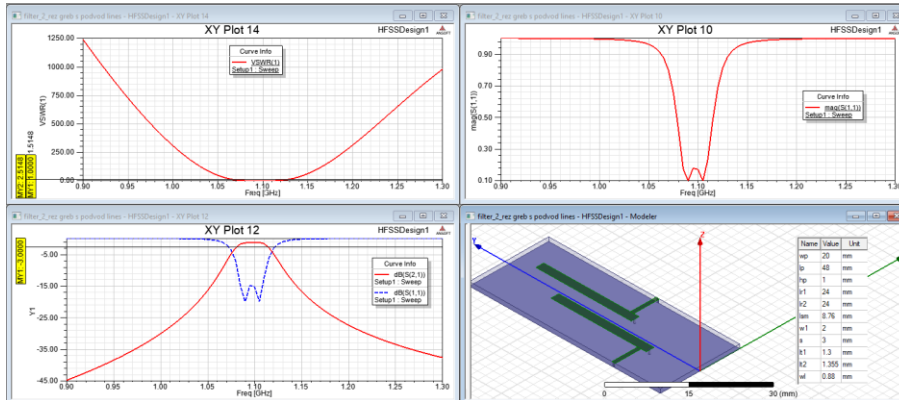


Рис. 10. Итоговые характеристики фильтра в окрестности ОПП

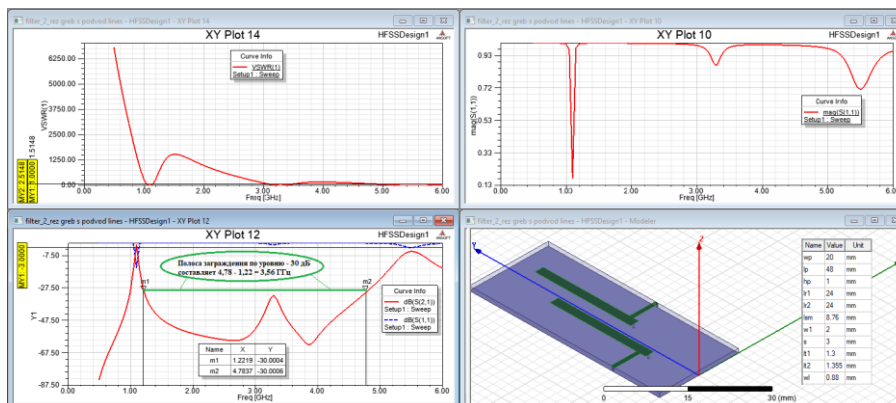


Рис. 11. Итоговые характеристики фильтра в широком диапазоне частот

Для сравнения и оценки положительного эффекта от введения смещения резонаторов фильтра на рис. 12 приведены характеристики аналогичного гребенчатого двухрезонаторного фильтра без смещения резонаторов.

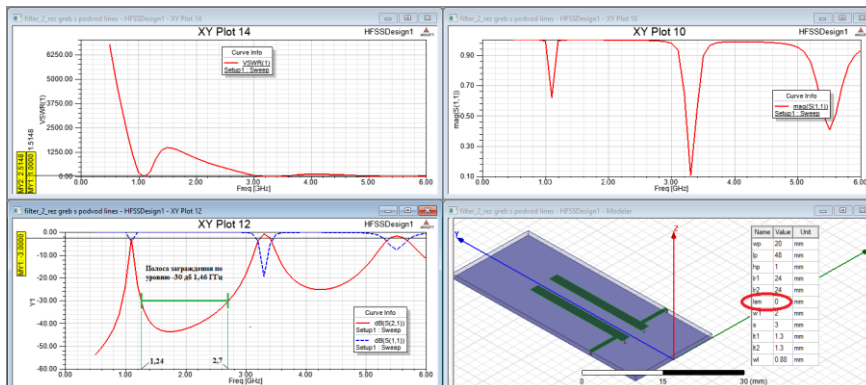


Рис. 12. Характеристики фильтра без смещения резонаторов

Сопоставление результатов на рис. 11 и 12 показывает, что полоса заграждения по уровню – 30 дБ в фильтре с оптимальным смещением резонаторов составляет 3,56 ГГц, а в фильтре без смещения резонаторов – всего 1,46 ГГц. Таким образом, за счет введения смещения между резонаторами удалось расширить полосу заграждения в 2,5 раза.

Заключение. В процессе исследования установлено положительное влияние длины области связи на механизм формирования характеристик фильтра в пределах полосы заграждения, а именно, уменьшение провала затухания в окрестности утроенного значения средней частоты основной полосы пропускания, найдено оптимальное значение длины области связи для максимального подавления паразитной полосы пропускания в окрестности утроенного значения средней частоты основной полосы пропускания. Выполнена оценка положительного эффекта, связанного с расширением полосы заграждения от смещения резонаторов в фильтре. За счет введения смещения между резонаторами удалось расширить полосу заграждения почти в 2,5 раза. Дополнительным положительным эффектом от введения смещения резонаторов явился рост крутизны обоих скатов характеристики в окрестности ОПП.

Материалы статьи подготовлены при поддержке проекта № ВнГр/23-01-РТ «Исследование программно определяемых радиосистем» в Южном федеральном университете".

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Аристархов Г.М., Кириллов И.Н.* Компактные микрополосковые фильтры с повышенной частотной избирательностью на основе полуволновых резонаторов // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2020. – Т. 11, № 2. – С. 40-44. – DOI: 10.1109/SYNCHRONINFO49631.2020.9166122.
2. *Аристархов Г.М., Кириллов И.Н., Корчагин А.И., Кувишинов В.В.* Компактные высокоизбирательные микрополосковые фильтры на свернутых сонаправленных шпилечных резонаторах // Радиотехника. – 2021. – Т. 85, № 4. – С. 126-137. – DOI: 10.18127/j00338486-202104-14.
3. *Аристархов Г.М., Аринин О.В., Кириллов И.Н.* Многополосные полосно-пропускающие микрополосковые фильтры на двух сонаправленных шпилечных резонаторах // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2023. – Т. 14, № 1. – С. 4-9.
4. Патент № 2775868 С1. Рос. Федерация, 2022. Высокоселективный микрополосковый полосно-пропускающий фильтр / *Беляев Б.А., Сержантов А.М., Ходенков С.А.*
5. Патент № 2797166 С1. Рос. Федерация, 2023. Микрополосковый полосно-пропускающий фильтр / *Беляев Б.А., Сержантов А.М., Ходенков С.А.*
6. *Сержантов А.М.* Резонансные полосковые структуры и частотно-селективные устройства на их основе с улучшенными характеристиками: дисс. ... д-ра техн. наук. – Красноярск. 2015.
7. *Лабынцев А.В.* Пассивные селективные устройства СВЧ на базе многомодовых микрополосковых линий: дисс. ... канд. техн. наук. – Таганрог: ТРТИ, 1987. – 201 с.
8. *Агафонов В.М., Лабынцев В.А., Лабынцев А.В.* Микрополосковый гребенчатый фильтр. А.С. СССР №1450018. БИ №1, 1989.
9. *Агафонов В.М., Лабынцев А.В.* Микрополосковый фильтр. А.С. СССР №1376140. БИ № 7, 1988.
10. *Labyntsev A.V.; Poveshenko L.I.; Kharlanov D.V.* Microstrip Filter with Extended Barrier // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – 2019. – P. 176-179. – <https://ieeexplore.ieee.org/document/8792722> doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792722.
11. Patent US5066933. Band-pass filter. Publication Date 19.11.1991.
12. Patent US20020057143. High frequency filter, filter device, and electronic apparatus incorporating the same. Publication Date 16.05.2002.
13. *Xiao F., Norgren M.* Compact third-order microstrip bandpass filter using hybrid resonators // Progress in Electromagnetics Research C. – 2011. – Vol. 19. – P. 93-106.
14. *Агафонов В.М., Лабынцев В.А., Лабынцев А.В.* Микрополосковый гребенчатый фильтр. А.С. СССР №1262602. Оpubл. В БИ, 1986, № 37.
15. *Лабынцев А.В., Игнатъев В.В., Васильев В.В., Михайловский Вит.А., Харланов Д.В.* Проектирование фильтра из шпилечных резонаторов с металлизированными отверстиями с помощью программной системы // Программные продукты и системы. – 2023. – Т. 36, № 4. – С. 668-677. – DOI: 10.15827/0236-235X.142.668-677. – <http://www.swsys.ru/archive/2023-4.pdf>.
16. *Obukhovets Victor A., Labyntsev Alexey V., Kharlanov Dmitry V., Ponomarev Nikolay E., Sarzhanov Alexander N.* Example of Filter Synthesis on Two Anti-directional Stud Resonators with One Metalized Hole in Each Resonator // 2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – 2023. – P. 160-163. – DOI: 10.1109/rsemw 58451.2023.10202019.

17. *Labyntsev A.V., Poveshenko L.I., Kharlanov D.V.* Two-Stage Design of Microstrip Filters from Arbitrary Configuration Resonators // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). – 2019. – P. 172-175. – <https://ieeexplore.ieee.org/document/8792770>. – DOI: 10.1109/RSEMW.2019.8792770.
18. *Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т.* Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи: пер. с англ. / под ред. Л.В. Алексеева и Ф.В. Кушнера. – М.: Связь, 1971. – 440 с.
19. *Агафонов В.М.* Полиномиальные фильтры СВЧ // Радиотехника и электроника. – 1970. – Т. 15, № 10. – С. 2191-2193.
20. *Банков С.Е., Курушин А.А.* Расчёт антенн и СВЧ структур с помощью HFSS Ansoft. – М.: ЗАО «НПП „Родник“», 2009. – 256 с.

REFERENCES

1. *Aristarkhov G.M., Kirillov I.N.* Kompaktnye mikropoloskovye fil'try s povyshennoy chastotnoy izbiratel'nost'yu na osnove poluvolnovykh rezonatorov [Compact microstrip filters with increased frequency selectivity based on half-wave resonators.], *Sistemy sinkhronizatsii, formirovaniya i obrabotki signalov* [Systems of synchronization, signal generation and processing], 2020, Vol. 11, No. 2, pp. 40-44. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166122.
2. *Aristarkhov G.M., Kirillov I.N., Korchagin A.I., Kuvshinov V.V.* Kompaktnye vysokoizbiratel'nye mikropoloskovye fil'try na svernutykh sonapravlennykh shpilechnykh rezonatorakh [Compact highly selective microstrip filters on folded co-directional stud resonators], *Radiotekhnika* [Radio engineering], 2021, Vol. 85, No. 4, pp. 126-137. DOI: 10.18127/j00338486-202104-14.
3. *Aristarkhov G.M., Arinin O.V., Kirillov I.N.* Mnogopolosnye polosno-propuskayushchie mikropoloskovye fil'try na dvukh sonapravlennykh shpilechnykh rezonatorakh [Multiband band-pass microstrip filters on two co-directional stud resonators], *Sistemy sinkhronizatsii, formirovaniya i obrabotki signalov* [Systems of synchronization, signal generation and processing], 2023, Vol. 14, No. 1, pp. 4-9.
4. *Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Khodenkov S.A.* Patent № 2775868 C1. Ros. Federatsiya, 2022. Vysokoselektivnyy mikropoloskovyy polosno-propuskayushchiy fil'tr [Patent RF, No. 2775868 C1, 2022. Highly selective microstrip band-pass filter].
5. *Belyaev B.A., Serzhantov A.M., Khodenkov S.A.* Patent № 2797166 C1. Ros. Federatsiya, 2023. Mikropoloskovyy polosno-propuskayushchiy fil'tr [Patent RF, No. 2797166 C1, 2023. Microstrip band-pass filter].
6. *Serzhantov A.M.* Rezonansnye poloskovye struktury i chastotno-selektivnye ustroystva na ikh osnove s uluchshennymi kharakteristikami: diss. ... d-ra tekhn. nauk [Resonant strip structures and frequency-selective devices based on them with improved characteristics: dr. of eng. sc. diss.]. Krasnoyarsk. 2015.
7. *Labyntsev A.V.* Passivnye selektivnye ustroystva SVCH na baze mnogomodovykh mikropoloskovykh liniy: diss. ... kand. tekhn. nauk [Passive selective microwave devices based on multimode microstrip lines: cand. of eng. sc. diss.]. Taganrog: TRTI, 1987, 201 p.
8. *Agafonov V.M., Labyntsev V.A., Labyntsev A.V.* Mikropoloskovyy grebenchatyy fil'tr. A.S. SSSR №1450018. BI №1, 1989 [Microstrip comb filter. A.S. USSR No. 1450018. No. 1, 1989].
9. *Agafonov V.M., Labyntsev A.V.* Mikropoloskovyy fil'tr. A.S. SSSR № 1376140. BI № 7, 1988 [Microstrip Filter. A.S. USSR No. 1376140. No. 7, 1988].
10. *Labyntsev A.V.; Poveshenko L.I.; Kharlanov D.V.* Microstrip Filter with Extended Barrier, *2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 2019, pp. 176-179. – <https://ieeexplore.ieee.org/document/8792722> doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792722.
11. Patent US5066933. Band-pass filter. Publication Date 19.11.1991.
12. Patent US20020057143. High frequency filter, filter device, and electronic apparatus incorporating the same. Publication Date 16.05.2002.
13. *Xiao F., Norgren M.* Compact third-order microstrip bandpass filter using hybrid resonators, *Progress in Electromagnetics Research C*, 2011, Vol. 19, pp. 93-106.
14. *Agafonov V.M., Labyntsev V.A., Labyntsev A.V.* Mikropoloskovyy grebenchatyy fil'tr. A.S. SSSR №1262602. Opubl. V BI, 1986, № 37 [Microstrip comb filter. USSR No. 1262602. Publ. In BI, 1986, No. 37].
15. *Labyntsev A.V., Ignat'ev V.V., Vasil'ev V.V., Mikhaylovskiy Vit.A., Kharlanov D.V.* Proektirovanie fil'tra iz shpilechnykh rezonatorov s metallizirovannymi otverstiyami s pomoshch'yu programmnoy sistemy [Software system for designing a filter made of hairpin resonators with metallized holes], *Programmnye produkty i sistemy* [Software products and systems], 2023, Vol. 36, No. 4, pp. 668-677. DOI: 10.15827/0236-235X.142.668-677. Available at: <http://www.swsys.ru/archive/2023-4.pdf>.
16. *Obukhovets Victor A., Labyntsev Alexey V., Kharlanov Dmitry V., Ponomarev Nikolay E., Sarzhanov Alexander N.* Example of Filter Synthesis on Two Anti-directional Stud Resonators with One Metallized Hole in Each Resonator, *2023 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 2023, pp. 160-163. DOI: 10.1109/rsemw 58451.2023.10202019.

17. *Labyntsev A.V., Poveshenko L.I., Kharlanov D.V.* Two-Stage Design of Microstrip Filters from Arbitrary Configuration Resonators, *2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)*, 2019, pp. 172-175. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8792770>. DOI: 10.1109/RSEMW.2019.8792770.
18. *Mattey D.L., Yang L., Dzhons E.M.T.* Fil'try SVCh, soglasuyushchie tsepi i tsepi svyazi [Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures]: transl. from engl., ed. by L.V. Alekseeva i F.V. Kushnira. Moscow: Svyaz', 1971, 440 p.
19. *Agafonov V.M.* Polinomial'nye fil'try SVCh [Polynomial microwave filters], *Radiotekhnika i elektronika* [Radio Engineering and Electronics], 1970, Vol. 15, No. 10, pp. 2191-2193.
20. *Bankov S.E., Kurushin A.A.* Raschet antenn i SVCh struktur s pomoshch'yu HFSS Ansoft [Calculation of antennas and microwave structures using HFSS Ansoft]. Moscow: ZAO «NPP „Rodnik“», 2009, 256 p.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор И.И. Турулин.

Лабынцев Алексей Викторович – Южный федеральный университет; e-mail: labyntsev@yandex.ru; г. Таганрог, Россия; тел.: 89085142003; кафедра теоретических основ радиотехники; к.т.н.; с.н.с.; доцент.

Пономарёв Николай Евгеньевич – e-mail: nikolain777@yandex.ru; г. Краснодар, Россия; тел.: 89094452610; кафедра антенн и радиопередающих устройств; соискатель.

Харланов Дмитрий Валентинович – e-mail: mitya999@mail.ru; г. Краснодар, Россия; тел.: 89620130677; кафедра антенн и радиопередающих устройств; соискатель.

Саржанов Александр Николаевич – Краснодарское Высшее военное училище; e-mail: sarjanov.a.n@gmail.com; г. Краснодар, Россия; тел. 89885593888; сотрудник КВВУ.

Labyntsev Alexey Viktorovich – Southern Federal University; e-mail: labyntsev@yandex.ru; Taganrog, Russia; phone: +79085142003; the department of theoretical foundations of radio engineering; cand. of eng. sc.; senior researcher; associate professor.

Ponomarev Nikolay Evgenyevich – e-mail: nikolain777@yandex.ru; Krasnodar, Russia; phone: +79094452610; the department of antennas and radio transmitting devices; the applicant.

Kharlanov Dmitry Valentinovich – e-mail: mitya999@mail.ru; Krasnodar, Russia; phone: +79620130677; the department of antennas and radio transmitting devices; the applicant.

Sarzanov Alexander Nikolaevich – Krasnodar Higher Military School; e-mail: sarjanov.a.n@gmail.com; Krasnodar, Russia; phone: +79885593888; KVVU employee.

УДК 621.38

DOI 10.18522/2311-3103-2024-2-164-175

Л.К. Самойлов, Д.Ю. Денисенко, А.Е. Титов

МАКСИМАЛЬНЫЕ ДИНАМИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ ФИЛЬТРОВ ЛЕЖАНДРА В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ*

В системах управления и контроля чаще всего используются фильтры нижних частот и полосовые фильтры. Для ограничения спектра сигналов от датчиков широко применяются аналоговые, дискретно-аналоговые и цифровые фильтры, амплитудно-частотные характеристики которых аппроксимируются различными математическими функциями, в т.ч. полиномами Лежандра. Применение фильтров Лежандра в контуре системы автоматического управления приводит к изменению ее динамических характеристик. Характер этого влияния зависит от порядка передаточной функции фильтра, а также от вида аппроксимации, которые выбираются при проектировании системы управления и контроля. Задержка информации в таких фильтрах является причиной появления динамической составляющей их погрешности, влияющей на общую погрешность системы управления и контроля, что снижает допустимую скорость её работы. В статье дается аналитическая оценка зависимости величины динамической погрешности для фильтров Ле-

* Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 23-79-10023, <https://rscf.ru/project/23-79-10023/>).