

DOI 10.15826/urej.2019.3.4.005

УДК 621.372.543.2

Повышение селективности СВЧ-тракта с помощью электронно-управляемого МПЛ-фильтра

Г. Е. Говоров

Южный федеральный университет,
Россия, 344090, г. Ростов-на-Дону, ул. Р. Зорге, 5

✉ gorjet86@gmail.com

Аннотация

Разработан и экспериментально исследован электрически перестраиваемый полосно-пропускающий СВЧ-фильтр (ППФ). Устройство состоит из двух короткозамкнутых резонаторов с кондуктивным подключением портов. Перестройка полосы пропускания реализована с помощью варакторных диодов, включенных в разомкнутый конец резонаторов и управляемых напряжением в диапазоне 1,5–12 В. По результатам макетирования получен фильтр с перестройкой полосы пропускания 15 %, максимальными вносимыми потерями 2,6 дБ и значением КСВН в рабочей полосе частот не хуже 2. За счет использования четвертьволновых резонаторов и дополнительных сосредоточенных емкостей, получены габариты изделия в пределах 12х15 мм.

Ключевые слова

полосно-пропускающий фильтр, перестраиваемый фильтр, варикап, ФНЧ-прототип

Для цитирования

Говоров Г. Е. Повышение селективности СВЧ-тракта с помощью электронно-управляемого МПЛ-фильтра. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(4):385–398. DOI: 10.15826/urej.2019.3.4.004

Microwave channel selectivity enhancement technique based on usage of the electrically controlled microstrip filter

G. E. Govorov

South Federal University, 5 Zorge Str, Rostov on Don, 34090, Russia

✉ gorjet86@gmail.com

Abstract

This paper presents the computer aided design and experimental investigation of electrically tuned bandpass microwave filter. The bandpass filter design is based on two regular shunt resonators with the conductive input/output port switching. The bandpass control is implemented by means of varactors which are loaded at the open end of the resonators and operate within the voltage range 1.5–12V. The following exper-

imental characteristics of the filter are obtained: the bandpass tuning range is 15 %, the maximal insertion loss is 2.6 dB and the VSWR within operational frequency band is 2. The outer dimensions of the filter are 12x15 mm. We achieve compact dimensions due to the use of quarter-wave resonators and extra lumped capacitor.

Keywords

bandpass filter, tunable filter, varactor, low-pass filter prototype

For citation

Govorov G. E. Microwave channel selectivity enhancement technique based on usage of the electrically controlled microstrip filter. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(4):385–398. DOI: 10.15826/urej.2019.3.4.004

Введение

Управляемые устройства (УУ) являются неотъемлемой частью многих радиотехнических систем. Разработка таких элементов приобрела особую актуальность в связи с современными тенденциями построения приемо-передающих трактов коммуникационных многоканальных систем. Управление селективностью радиочастотного тракта в каждом канале позволяет внедрить более совершенные методы обработки сигналов и за счет этого существенно повысить чувствительность приемников и уменьшить мощность передатчиков.

Устройства на основе микрополосковых линий нашли широкое применение в электронике. Одним из актуальных направлений в этой области является разработка перестраиваемых резонаторов на их основе. Эти элементы являются важнейшей частью перестраиваемых фильтров и фазовращателей [1, с. 157–164; 2, с. 59–70].

Постановка задачи

Требуется разработать перестраиваемый СВЧ-фильтр, повышающий селективность СВЧ-тракта. Необходимые параметры изучаемого устройства и задачи приведены ниже:

1. Технология исполнения – на основе микрополосковых линий.
2. Способ перестройки – посредством управляемых напряжением варикапов.
3. Ширина полосы перестройки частоты от f_n до f_b по уровню -1 дБ – не менее 15 %.
4. Вносимые потери в полосе пропускания – не более 3 дБ с неравномерностью не более 1 дБ, КСВН не хуже 2.
5. Внеполосное подавление при отстройке на $0.9f_n$ и $1.1f_b$ относительно уровня в полосе пропускания – не хуже -20 дБ.
6. Полоса пропускания не менее 5 %.

7. Проанализировать поведение устройства в диапазоне температур $(0 \div +50) \text{ C}^\circ$

Наиболее актуальные и технологичные способы перестройки микрополосковых резонаторов

При рассмотрении основных способов реализации перестройки ВЧ-устройств можно провести их сравнение с выбранным в данной работе способом управления на основе варакторных диодов.

Одним из динамично развивающихся в настоящее время направлений в создании управляемых устройств СВЧ является технология микроэлектромеханических структур (МЭМС). Достоинствами механических УУ являются высокая повторяемость и малый уровень амплитудных и фазовых шумов. МЭМС-технология дает возможность производить механические, электромеханические и электрохимические приборы с уровнем интеграции и миниатюризации близким к современным полупроводниковым элементам. Но управляемым устройствам на основе МЭМС-технологии присущи и недостатки: низкая стойкость к механическим воздействиям, ограниченное количество переключений, возможный «дребезг» контактов, сравнительно низкое быстродействие, а также существование механических резонансов мембран на частотах порядка 20–100 кГц.

Наиболее распространенным способом реализации магнитоуправляемых устройств, в том числе и фильтров, является использование пленок, подложек и сфер на основе железо-итриевого граната (ЖИГ). Перестройка таких устройств происходит за счет изменения значения эффективной магнитной проницаемости материала под воздействием внешнего магнитного поля. Основными преимуществами таких фильтров являются широкая полоса перестройки, достигающая нескольких октав и относительно низкие вносимые потери. При этом недостатки, такие как сложные цепи питания, низкая скорость перестройки (порядка нескольких микросекунд) и большие габариты, существенно ограничивают применимость таких фильтров в современных системах связи.

Новые фундаментальные исследования в области физики и технологии тонких сегнето-электрических пленок позволили к настоящему времени разработать различные устройства на их основе: фазовращатели, управляемые линии задержки, перестраиваемые полосовые фильтры и др. Сейчас в СВЧ-диапазоне наиболее широко применяются пленки на основе твердых растворов $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ (BSTO) и SrTiO_3 (STO), относительная диэлектрическая проницаемость которых по отношению к СВЧ полю может изменяться в 10 раз при подаче внешнего электри-

ческого поля напряженностью 200–300 кВ/см. Относительная диэлектрическая проницаемость BSTO материала составляет порядка 1000, и по этой причине сегнетоэлектрики в миллиметровом диапазоне могут быть использованы только в виде пленок, нанесенных на кристаллическую диэлектрическую подложку из сапфира или кварца.

Управляемые устройства на основе полупроводниковых элементов являются наиболее массовыми и часто применяемыми в современных радиотехнических системах. В последнее десятилетие ведутся интенсивные исследования по их развитию и совершенствованию, что связано с внедрением массовых средств связи и навигации гражданского применения. Основой таких устройств в большинстве случаев служат полупроводниковые компоненты – диоды и транзисторы, изготавливаемые на основе традиционных полупроводниковых материалов Si, GaAs, InP. Благодаря своей относительной простоте и большому числу положительных свойств полупроводниковые *p-i-n*-структуры и варакторы нашли широчайшее применение в конструкциях многих разновидностей электрически управляемых устройств. Наиболее уверенно они заняли свою нишу в ВЧ- и СВЧ-диапазонах для управления уровнем и/или фазой сигналов, для защиты радиотехнической аппаратуры от случайных импульсов, для стабилизации мощности, а также в аттенуаторах.

Таблица 1. Сравнение основных технологий перестраиваемых СВЧ устройств

Table 1. Comparison of Typical Tunable RF devices

Технология перестройки	МЭМС	ЖИГ	BSTO	PIN диод	Варакторный диод
Ненагруженная добротность	50–400	> 500	30–50*	$R_s = (1-4) \text{ Ом}^{**}$	30–50*
Скорость перестройки	> 10 мкс	> 10 мкс	> 30 нс	1–5 нс	1–5 нс
Питание	20–100 В	< 150 мА	< 30 В	10–40 мА	< 30 В
Допустимый уровень мощности	1–2 Вт	2 Вт	1–10 мВт	1–10 мВт	1–10 мВт
Энергопотребление	незначительное	высокое	незначительное	среднее	низкое
Габариты	небольшие	большие	небольшие	небольшие	небольшие
Стоимость	средняя	высокая	низкая	низкая	низкая
Возможность интеграции	есть	затруднено	есть	есть	есть

Примечание: * на частоте 10 ГГц; ** в случае *pin* диода, его принято характеризовать не параметром добротности, а последовательным сопротивлением R_s .

Источник/Source: JIA NI. Development of Tunable and Miniature Microwave Filters for Modern Wireless Communications.

В табл. 1 представлено сравнение основных современных технологий организации перестраиваемых устройств, описанных выше [3–7]. Согласно данным табл. 1, вариант перестройки на варикапах наиболее эффективен с точки зрения получаемых характеристик и простоты технологии.

Моделирование перестраиваемого фильтра

На основании вышеизложенного выбран способ построения перестраиваемого фильтра на основе микрополосковых линий с управлением варикапами. В такой схеме варикап выступает в роли переменной емкости, значение которой зависит от поданного на него обратного напряжения смещения. P - n -переход представляет собой аналогию с классическим конденсатором, где параллельные проводящие пластины это области p и n , а диэлектрик между ними – обедненная зона. При этом с ростом обратного напряжения увеличивается обедненная зона и уменьшается емкость конденсатора. В области напряжений около 0 В емкость варикапа максимальна, но добротность при этом очень низкая. Поэтому применение режима смещения от 0 до 1,5–2 В не целесообразно. На рис. 1 представлены типовые значения вольт-фарадных характеристик некоторых из современных варикапов.

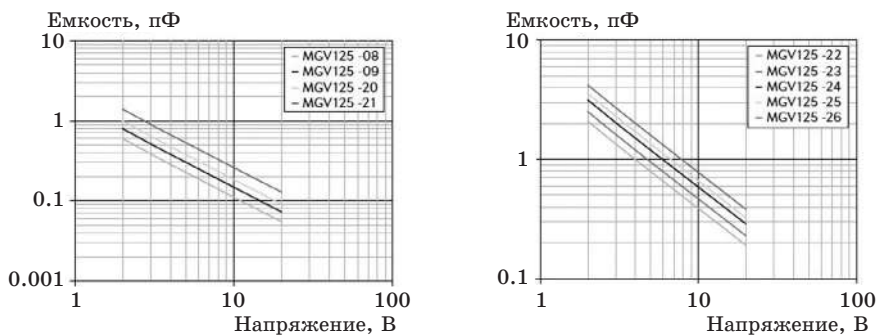


Рис. 1. Типовые вольт-фарадные характеристики варикапов от фирмы AeroflexMetelics

Fig. 1. Typical capacity-voltage characteristics of AeroflexMetelics varicaps

При расчете схемы с участием варикапов следует использовать уточненные SPICE-модели. Такая модель представляет собой схему, учитывающую паразитные параметры корпуса варикапа и его внутренние характеристики, предоставляемые производителем [8, pp. 5–11, 38–43]. SPICE-модель используемого в данной работе варикапа MGV125-08 от фирмы AeroflexMetelics представлена на рис. 2.

Выбор данной модели варикапа связан с тем, что она обладает наибольшей добротностью среди подобных образцов, минимальными паразитными параметрами корпуса и достаточным значением коэффициента перекрытия по емкости для реализации требуемой ширины полосы перестройки в 15 %.

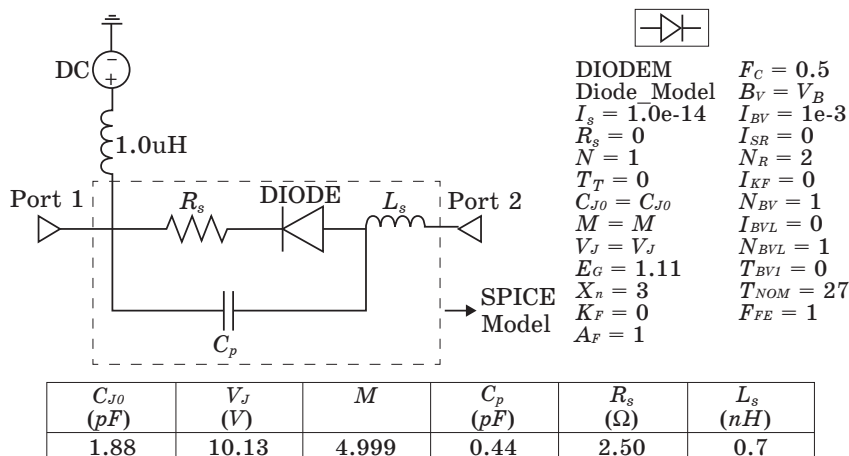


Рис. 2. SPICE модель варикапа MG125-08 с паразитными параметрами корпуса

Fig. 2. MG125-08 SPICE model with package stray parameters

В качестве топологии фильтра выбрано микрополосковое исполнение в виде двух связанных четвертьволновых короткозамкнутых резонаторов постоянной ширины. Для расчета основных параметров фильтра следует рассмотреть схему ФНЧ-прототипа на основе сосредоточенных элементов [9], которая представляет собой последовательно соединенные LC-контуры. Из значений табличных элементов g_i для прототипа ФНЧ с эквивалентной неравномерностью, можно для $N = 3$ (число реактивных элементов прототипа) определить значения реактивных элементов L и C [9]:

$$g_1 = g_3 = C_k = 1.5963; \quad g_2 = L_k = 1.0967.$$

Для этого необходимо перевести полученные табличные значения g_i , справедливые для нормализованного случая ФНЧ с входным импедансом $R_0 = 1 \Omega$ и частотой отсечки $\omega_c = 1 \text{ rad/sec}$ в характеристики искомого фильтра:

$$L = \frac{R_0 L_k}{\omega_c}; \quad C = \frac{C_k}{R_0 \omega_c}. \quad (1)$$

Далее необходимо рассмотреть эквивалентные схемы разрабатываемого ППФ в виде сосредоточенных элементов (рис. 3) [9].

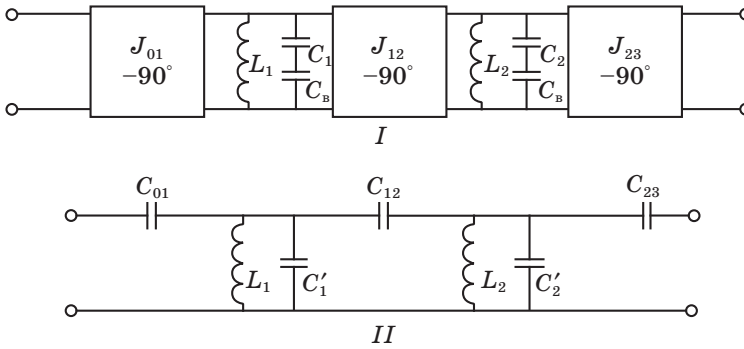


Рис. 3. Эквивалентные схемы ППФ:

I – общая схема фильтра с использованием преобразователей адмитанса;
II – схема после замены преобразователей на эквивалентные емкости

Fig. 3. BPF equivalent circuit:

I – Common circuit with admittance transformer;
II – Transformer to equivalent capacities replacement circuit

На рис. 3 видно, что схема состоит из двух параллельных LC-контуров и трех преобразователей адмитанса $J_{n, n+1}$. Последние используются для преобразования параллельных резонаторов в последовательные и масштабирования входного импеданса в импеданс фильтра. Учитывая, что эквивалентная схема преобразователя представляет собой π -исполнение с использованием конденсаторов, преобразуем схему (*I*) в (*II*). При этом:

$$C'_1 = -C_{01} + \frac{C_1 + C_B}{C_1 C_B} - C_{12}, \tag{2}$$

где C_{01}, C_{12} – элементы эквивалентного π -исполнения преобразователя адмитанса; C_1 – емкость микрополоскового шлейфа; C_B – переменная емкость варикапа; C'_1, C'_2 – эквивалентная емкость структуры шлейф + варикап с учетом преобразователей адмитанса.

Далее можно определить значения преобразователей адмитанса и разделительных конденсаторов (емкость зазора) [9]:

$$\begin{aligned} Z_0 J_{01} &= \sqrt{\frac{\pi \Delta}{4g_1}}; & C_{01} &= \frac{J_{01}}{\omega_0 \sqrt{1 - (Z_0 J_{01})^2}}; \\ Z_0 J_{n, n+1} &= \frac{\pi \Delta}{4\sqrt{g_n g_{n+1}}}; & C_{n, n+1} &= \frac{J_{n, n+1}}{\omega_0}; \\ Z_0 J_{N, N+1} &= \sqrt{\frac{\pi \Delta}{4g_N g_{N+1}}}; & C_{N, N+1} &= \frac{J_{N, N+1}}{\omega_0 \sqrt{1 - (Z_0 J_{N, N+1})^2}}, \end{aligned} \tag{3}$$

где ω_0 – центральная частота; $\Delta = (\omega_2 - \omega_1) / \omega_0$ – относительная ширина полосы фильтра.

На основании полученных параметров рассчитывается длина резонаторов. Исходя из теории [9], для короткозамкнутого резонатора длина l_n равна $\frac{\lambda}{4}$ плюс укорачивающая длина Δl . Итоговая формула имеет вид:

$$l_n = \frac{\lambda}{4} + \Delta l = \frac{\lambda}{4} + \frac{Z_0 \omega_0 \Delta C_n \lambda}{2\pi},$$

где $\Delta C_n = -C_{n-1, n} - C_{n, n+1}$ представляет собой добавочную емкость резонатора, связанную с параллельными элементами преобразователя адмитанса.

В соответствии с полученными значениями емкости зазора между резонаторами и их длиной, получена схема для моделирования фильтра в среде САПР (рис. 4). В качестве материала подложки выбран RO4003 от фирмы Rogers, с толщиной $h = 0.508$ мм и значением диэлектрической проницаемости $\epsilon_r = 3.55$. Выбор данного материала обусловлен его технологичностью, доступностью и низким значением тангенса потерь. Основной частью схемы является топология фильтра, рассчитанная выше и представляющая собой два связанных четвертьволновых короткозамкнутых резонатора постоянной ширины. Конденсаторы С1–С4 являются блокирующими элементами по постоянному току и выбираются так, чтобы вносить минимальные потери по рабочей частоте. Контуры 1 и 2 представляют собой уточненные SPICE модели варикапов, учитывающие их внутренние свойства и паразитные параметры корпуса. LC-контуры 3 и 4 – это цепи питания варикапов, включенные во входной и выходной отрезки микрополосковой линии. Такое расположение питающих элементов и подбор значений L и C полностью исключает их влияние на параметры фильтра.

На этапе проектирования получена избыточная расчетная полоса перестройки, равная 19 % по уровню –1 дБ, при этом требуемое значение перестройки согласно поставленной задаче 15 %. Поэтому в схему введены конденсаторы С5 и С6, которые дали увеличение емкости резонаторов фильтра, что позволило уменьшить топологические размеры изделия. Побочным негативным эффектом введения С5 и С6 явилось сокращение диапазона перестройки фильтра за счет снижения эквивалентной параллельной емкости варикап-конденсатор. Семейство характеристик перестраиваемого фильтра при напряжениях (1.5–12) В представлено на рис. 5. Фильтр перестраивается от нижней частоты f_n при значении напряжения 1.5 В и емкости варикапа $C_B \approx 2.1$ пФ до верхней частоты f_B при значении 12 В и емкости варикапа $C_B \approx 0.9$ пФ.

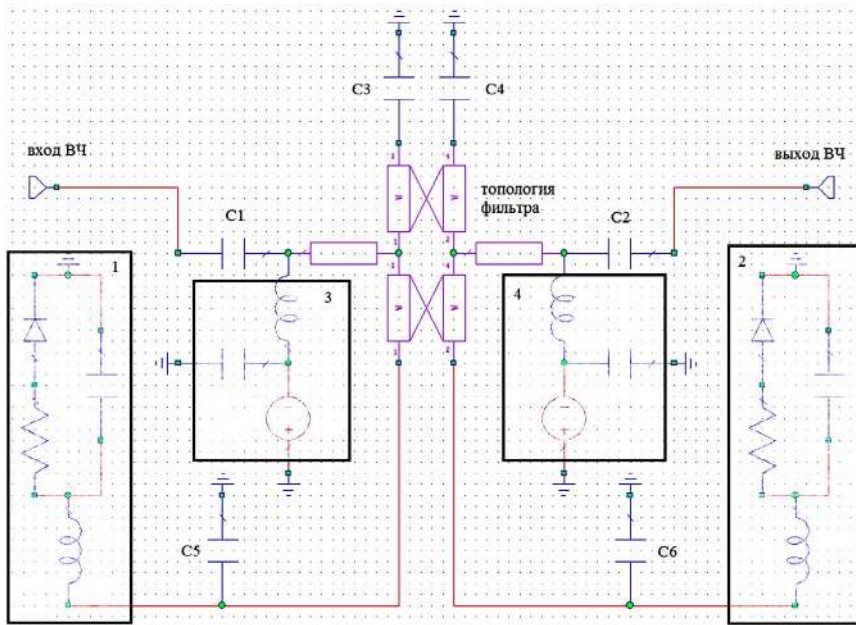


Рис. 4. Расчетная схема фильтра для моделирования в среде САПР

Fig. 4. Filter design circuit for CAD

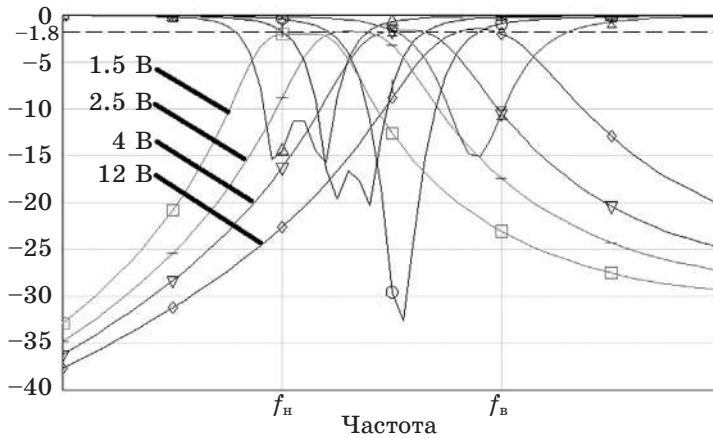


Рис. 5. Семейство расчетных АЧХ перестраиваемого фильтра

Fig. 5. Set of the tunable filter design amplitude-frequency characteristics

Практическая реализация перестраиваемого фильтра

На основании расчета был изготовлен макет фильтра рис. 6 с габаритами 12x15 мм. Материал подложки R04003. Основными сложностями практической реализации схемы являются:

– создание широкополосной фильтрующей цепи питания (контуры 3 и 4 рис. 4). Она должна не только обеспечивать минимальные дополнительные потери в диапазоне перестройки фильтра, но и исключение просачивания со входа на выход фильтра внеполосных составляющих. Широкополосные свойства этого узла определяет прежде всего конденсатор, входящий в него. В классическом варианте принято использовать набор параллельных емкостей возрастающего номинала, перекрывающий весь диапазон рабочих частот. В данном макете был использован один высокочастотный конденсатор типа АТС 520L производства фирмы АТС номиналом 0.01 мкФ. Данное схемотехническое решение очевидно является более эффективным и технологичным, по сравнению с классическим вариантом;

– выбор точки кондуктивного включения в резонаторы фильтра и определение зазора между ними. Положение входного/выходного полоска относительно места заземления резонатора и ширина зазора между резонаторами значительно влияет на АЧХ-фильтра. Так, чем «чем ближе» точка включения к короткому замыканию, тем сильнее связаны резонаторы, что аналогично уменьшению ширины зазора. При этом также увеличивается нагруженная добротность фильтра и улучшается внеполосное подавление. Поэтому положение входного/выходного ВЧ-полоска и зазор являются очень важными и чувствительными областями топологии всего фильтра, точности проектирования и изготовления которых следует уделить особое внимание.

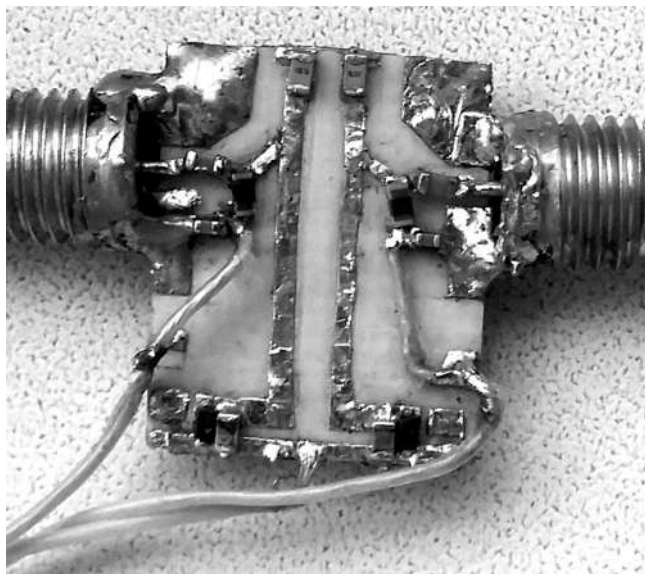


Рис. 6. Фото макета перестраиваемого фильтра

Fig. 6. Photo of the tunable filter model

Результаты измерений макета представлены на рис. 7. Изменения проведены в диапазоне обратных напряжений 1,5–12 В с последующим сохранением результатов в виде файлов S -параметров. На графике представлены наиболее характерные кривые АЧХ разработанного фильтра, исходя из которых видно:

- изделие обеспечивает перестройку в диапазоне от f_n до f_b в L -диапазоне с результирующей шириной полосы 15 %;
- КСВН в рабочей полосе пропускания не хуже 2;
- максимальные потери на центральной частоте в диапазоне перестройки фильтра 2,6 дБ с неравномерностью 0,6 дБ;
- внеполосное подавление при отстройке на $0.9f_n$ и $1.1f_b$ относительно уровня полосы пропускания не менее 11 дБ;
- ширина полосы пропускания перестраиваемого фильтра по уровню -1 дБ меняется в диапазоне 6–6,5 % при перестройке от минимального значения напряжения обратного питания до максимального.
- ширина полосы пропускания перестраиваемого фильтра по уровню -20 дБ изменяется от 32 до 36 % при перестройке от минимального значения напряжения обратного питания до максимального.

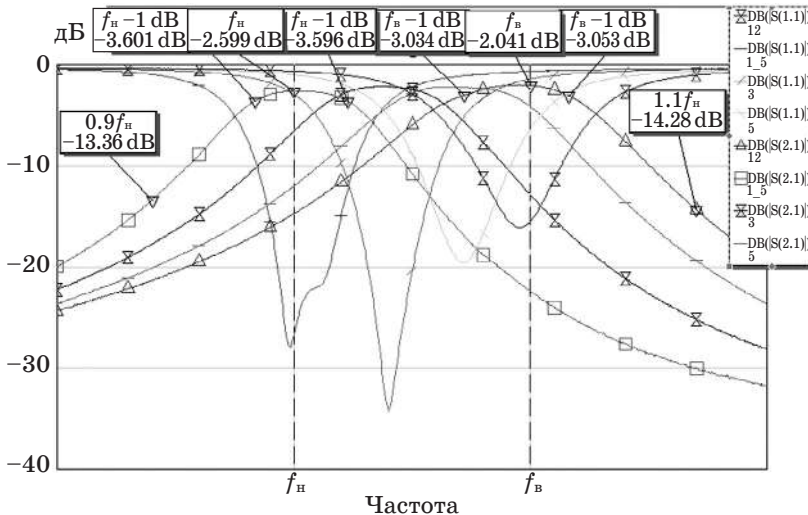


Рис. 7. АЧХ-макета перестраиваемого фильтра

Fig. 7. Set of the tunable filter amplitude-frequency characteristics of the model

Также для данного макета фильтра было проведено испытание в климатической камере на изменение его параметров при различных температурах: 0, +25, +50 °С для двух значений управляющих напряжений: 1 В и 9 В. АЧХ-испытаний фильтра при изменении температуры приведены на рис. 8.

Получены следующие результаты изменений электрических параметров фильтра на температуре относительно нормальных условий (+25 °C):

1. При управляющем напряжении 1 В и изменении температуры в камере от 0 до +50: коэффициент передачи изменяется на 1 дБ; ширина полосы пропускания по уровню –1 дБ относительно максимума не изменяется; значение центральной частоты уменьшается на 10 МГц.

2. При управляющем напряжении 9 В и изменении температуры в камере от 0 до +50: коэффициент передачи изменяется на 0,55 дБ; ширина полосы по уровню –1 дБ относительно максимума не изменяется; значение центральной частоты уменьшается на 6 МГц

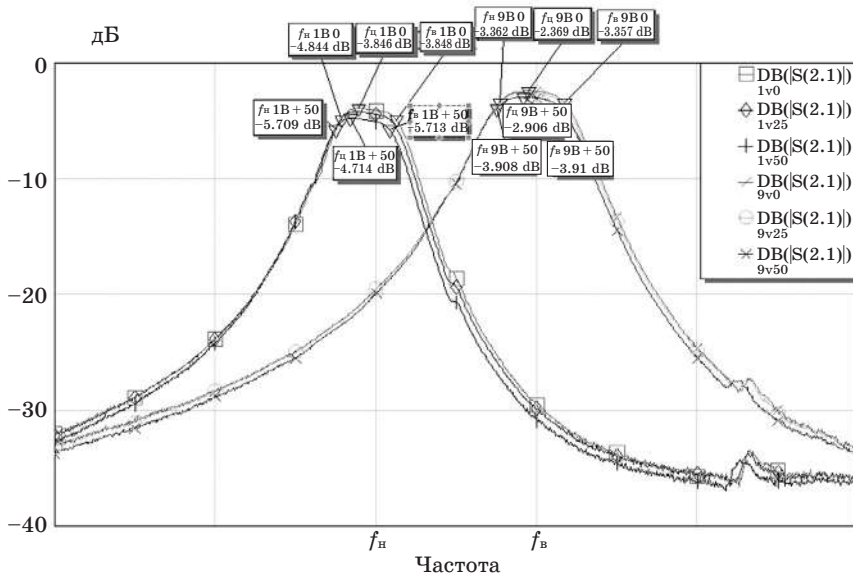


Рис. 8. АЧХ макета при температурных испытаниях

Fig. 8. Set of the amplitude-frequency characteristics of the model over temperature

Заключение

На основании вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

- разработан экспериментальный макет перестраиваемого ВЧ-фильтра на основе варикапов. Полученные результаты испытаний показывают высокий уровень корреляции с расчетной моделью;

- параметры фильтра, такие как полоса пропускания, КСВН, неравномерность и потери передачи удовлетворяют поставленным требованиям по разработке ППФ приемного ВЧ-тракта;

– показатели внеполосного подавления и прямоугольности АЧХ не удовлетворяют заданным параметрам разрабатываемого ППФ приемного ВЧ-тракта. Это прежде всего связано с тем, что в качестве топологии фильтра был выбран простейший базовый вариант. Также данная схема перестройки обладает свойством расширения абсолютной полосы пропускания с ростом напряжения питания. В дальнейшем возможно улучшить эти параметры выбором более сложной топологии с лучшими частотно-селективными свойствами или каскадированием нескольких фильтров. Для устранения эффекта расширения ПП следует внести коррективы в схему устройства, либо исключающие этот эффект, либо позволяющие управлять им;

– фильтр обладает достаточной температурной устойчивостью в диапазоне (0 ч +50) °С относительно нормальных условий (+25 °С): коэффициент передачи изменяется на 15 % в большую или меньшую сторону; центральная частота перемещается на 4 % в область низких или высоких значений.

Список литературы

1. Вольман В. И. *Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств*. М.: Радио и связь; 1982.
2. Знаменский А. Е., Попов Е. С. *Перестраиваемые электрические фильтры*. М.: Связь; 1979.
3. Haeng-Seon Lee, Sang-Won Yun. Microwave Planar Varactor Tuned Bandpass Filters: Historical Overview. In: *Dept. of Electronics Engineering Sogang University, Seoul, Korea, April 2003*. P. 559–562.
4. Huang F., Mansour R. R. Tunable Compact Dielectric Resonator Filters. In: *Proceedings of the 42st European Microwave Conference, October 2009*. P. 559–562.
5. Tsai C. S., Qiu G. Wideband microwave filters using ferromagnetic resonance tuning in flip-chip YIG-GaAs layer structures. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2009;45(2):656–660. DOI: 10.1109/TMAG.2008.2010466
6. Chun Y.-H., Hong J. S., Bao P., Jackson T. J. BST-Varactor Tunable Dual-Mode Filter Using Variable ZC Transmission Line. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2008;18(3):167–169. DOI: 10.1109/LMWC.2008.916778
7. Dusopt L., Rebeiz G. M. Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors, and tunable filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2003;51(4):1247–1256. DOI: 10.1109/TMTT.2003.809650
8. Ni, Jia. *Development of Tunable and Miniature Microwave Filters for Modern Wireless Communications*. Heriot-Watt University. Dissertation for the degree of PhD. Edinburgh, Scotland; 2014. Available at: <https://www.ros.hw.ac.uk/handle/10399/2843>
9. David M. Pozar *Microwave Engineering*. 4th ed. John Wiley & Sons, Inc.; 2012.

References

1. Volman V. I. *Microwave stripe devices engineering handbook*. Moscow: Radio i Svyaz; 1982. (In Russ.)
2. Znamenskiy A.E., Popov E.S. *The tunable electrical filters*. Moscow: Svyaz; 1979. (In Russ.)
3. Haeng-Seon Lee, Sang-Won Yun. Microwave Planar Varactor Tuned Bandpass Filters: Historical Overview. In: *Dept. of Electronics Engineering Sogang University, Seoul, Korea, April 2003*. P. 559–562.
4. Huang F., Mansour R. R. Tunable Compact Dielectric Resonator Filters. In: *Proceedings of the 42st European Microwave Conference, October 2009*. P. 559–562.
5. Tsai C. S., Qiu G. Wideband microwave filters using ferromagnetic resonance tuning in flip-chip YIG-GaAs layer structures. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2009;45(2):656–660. DOI: 10.1109/TMAG.2008.2010466
6. Chun Y.-H., Hong J. S., Bao P., Jackson T. J. BST-Varactor Tunable Dual-Mode Filter Using Variable ZC Transmission Line. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2008;18(3):167–169. DOI: 10.1109/LMWC.2008.916778
7. Dussopt L., Rebeiz G. M. Intermodulation distortion and power handling in RF MEMS switches, varactors, and tunable filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2003;51(4):1247–1256. DOI: 10.1109/TMTT.2003.809650
8. Ni, Jia. *Development of Tunable and Miniature Microwave Filters for Modern Wireless Communications*. Heriot-Watt University. Dissertation for the degree of PhD. Edinburgh, Scotland; 2014. Available at: <https://www.ros.hw.ac.uk/handle/10399/2843>
9. David M. *Pozar Microwave Engineering*. 4th ed. John Wiley & Sons, Inc.; 2012.

Информация об авторе

Говоров Георгий Евгеньевич – аспирант, Южный федеральный университет; Россия, 344090, г. Ростов-на-Дону, ул. П. Зорге, 5.

Information about the author

Georgy E. Govorov – postgrad, South Federal University; 5 Zorge Str, Rostov on Don, 34090, Russia.

Поступила / Received: 21.10.2019

Принята в печать / Accepted: 06.12.2019