

УДК 621.372

*В.М. ВЛАДИМИРОВ, В.В. МАРКОВ, Д.В. ПЕТРОВ, В.Н. ШЕПОВ***МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ФИЛЬТРЫ ДЛЯ ТРЕХДИАПАЗОННОГО МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ АКТИВНОЙ АНТЕННЫ ВЫСОКОТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПО СИГНАЛАМ ГЛОНАСС/GPS**

Разработаны микрополосковые фильтры (МПФ) с низкими прямыми потерями в полосе пропускания для входной цепи и МПФ с высоким затуханием в полосах заграждения для СВЧ-тракта трехдиапазонного ($L1/L2/L3$) малошумящего усилителя (МШУ), применяемого в активных антеннах высокоточного позиционирования по сигналам ГЛОНАСС/GPS.

Ключевые слова: микрополосковый фильтр, дуплексер, малошумящий усилитель, трехдиапазонный ($L1/L2/L3$) приемник ГЛОНАСС/GPS, активная антенна высокоточного позиционирования.

Активные антенны высокоточного позиционирования по сигналам Глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) кроме пассивной антенны содержат малошумящий усилитель (МШУ). Одна из важнейших характеристик МШУ – коэффициент шума – во многом определяется входной цепью МШУ [1, 2], содержащей входной фильтр и согласующую цепь первого транзистора. В фильтре входной цепи МШУ активных антенн высокоточных приемников ГНСС, использующих фазовые измерения, необходимо обеспечить не только низкие прямые потери и высокую прямоугльность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), но и минимальную неравномерность группового времени запаздывания ($\Delta T_{ГВЗ}$) в полосе пропускания.

Целью настоящей работы является разработка МПФ частотных диапазонов $L1$ и $L2+L3$ с низкими прямыми потерями в полосе пропускания для входной цепи трехдиапазонного МШУ и МПФ с высоким уровнем затухания сигнала в полосах заграждения для СВЧ-тракта МШУ. При этом МПФ должны иметь в полосе пропускания $\Delta T_{ГВЗ}$ менее 5 нс. Фильтры должны быть технологичны, адаптированы к серийному производству, иметь минимальные габаритные размеры, вес и низкую себестоимость.

МПФ для входной цепи МШУ проектировались на трех сонаправленных четвертьволновых микрополосковых резонаторах (МПР). Для уменьшения габаритных размеров фильтры рассчитывались на диэлектрической подложке с повышенной диэлектрической проницаемостью ($\epsilon = 80$), а четвертьволновые резонаторы выполнялись с нерегулярной шириной полосковых проводников. Скачек волнового сопротивления МПР обеспечивался увеличением емкости и индуктивности МПР путем уширения полосковых проводников в пучности высокочастотного поля E и сужения в пучности высокочастотного поля H основной моды колебаний четвертьволновых МПР [3]. Кроме уменьшения габаритных размеров МПФ на четвертьволновых МПР позволяют реализовать более широкую полосу заграждения между рабочей полосой и ближайшей паразитной полосой пропускания, что немаловажно для входной цепи МШУ.

Однако, как известно, увеличение плотности СВЧ-тока в МПР приводит к увеличению прямых потерь в полосе пропускания МПФ и, в конечном итоге, к росту коэффициента шума МШУ. Поэтому в разрабатываемых МПФ для входной цепи МШУ уменьшение ширины полосковых проводников четвертьволновых резонаторов в пучности высокочастотного поля H ограничивалось допустимым уровнем прямых потерь в полосе пропускания МПФ –1 дБ при уровне обратных потерь –14 дБ.

Поскольку коэффициенты емкостной и индуктивной связи между сонаправленными четвертьволновыми МПР в основной полосе пропускания при максимальной длине области связи МПР работают в противофазе, а преимущественным взаимодействием между данными регулярными МПР является индуктивное, то дальнейшая регулировка ширины полосы пропускания МПФ осуществлялась введением нерегулярности полосковых проводников МПР путем увеличения их ширины в пучности высокочастотного поля E основной моды колебаний при одновременном уменьшении расстояния между резонаторами. В результате рассчитанный скачек ширины полоскового проводника каждого резонатора входного МПФ частотного диапазона $L1$ составил 0,2 мм при следующей ширине проводников: в пучности высокочастотного поля H ширина полоскового проводника равна 0,9 мм, а в пучности высокочастотного поля E – 1,1 мм. При этом электрические длины полосковых проводников шириной 0,9 и 1,1 мм равны. Для входного МПФ частотного диа-

пазона $L2+L3$ ширина полоскового проводника каждого МПР в пучности высокочастотного поля H составила 0,9 мм, а в пучности высокочастотного поля E – 1,2 мм.

На рис. 1 приведено сравнение измеренных АЧХ одиночных МПФ частотных диапазонов $L1$ и $L2+L3$ и МПФ с диплексером, разработанных для входной цепи МШУ. Минимальные прямые потери в полосе пропускания МПФ вместе с диплексером составляют менее –1 дБ, неравномерность менее 0,5 дБ. Измеренная полоса заграждения между рабочей полосой пропускания и ближайшей паразитной полосой пропускания по уровню –30 дБ для входного МПФ частотного диапазона $L2+L3$ вместе с диплексером составила 1,39–2,92 ГГц, а для входного МПФ частотного диапазона $L1$ – 1,75–3,56 ГГц.

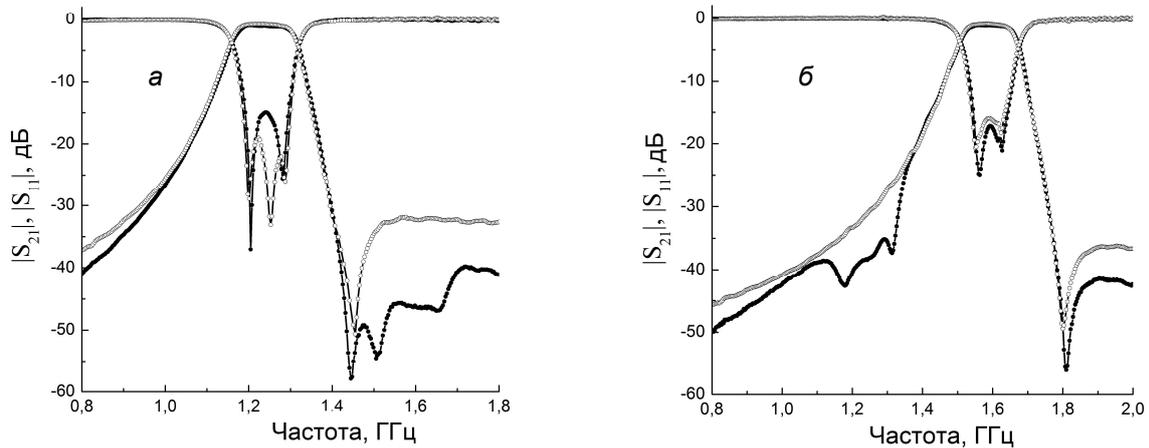


Рис. 1. Измеренные АЧХ МПФ (пустые кружки) и МПФ с диплексером (заполненные кружки) в частотных диапазонах $L2+L3$ (а) и $L1$ (б)

МПФ частотных диапазонов $L1$ и $L2+L3$ для СВЧ-тракта МШУ проектировались на четырех четвертьволновых МПР со скачком ширины полоскового проводника [4]. На рис. 2, а показана топология полосковых проводников МПФ частотного диапазона $L1$.

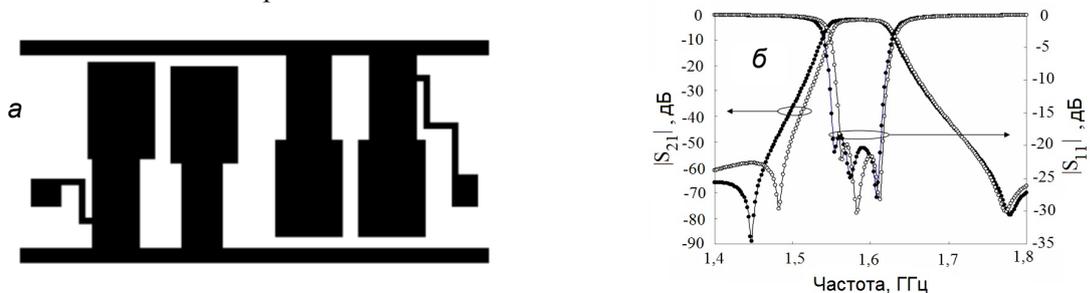


Рис. 2. Топология полосковых проводников МПФ частотного диапазона $L1$ (а) и его рассчитанная АЧХ (б) при высоте экрана 1,7 мм (заполненные кружки) и 1,6 мм (пустые кружки)

Фильтр выполнен на диэлектрической подложке толщиной 1 мм и $\epsilon = 80$. Внешние резонаторы данного МПФ выполнены сонаправлено относительно внутренних МПР, а внутренние МПР противоположно направлены относительно друг друга. Поэтому коэффициенты емкостной и индуктивной связи между внешним и внутренним резонатором в основной полосе пропускания работают в противофазе, а между внутренними резонаторами синфазны. При этом преимущественная связь между внешним и внутренним резонатором, так же как и между внутренними, – индуктивная. Поэтому для уменьшения результирующего коэффициента связи между внешним и внутренним резонатором необходимо увеличивать скачек волнового сопротивления резонаторов, а для уменьшения результирующего коэффициента связи между внутренними МПР – увеличивать зазор между ними.

На рис. 2, б приведены рассчитанные частотные зависимости параметров $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ данного МПФ при расстоянии от подложки МПФ до экранирующей крышки 1,7 мм (заполненные кружки) и 1,6 мм (пустые кружки). Видно, что фильтр спроектирован таким образом, что слева и справа от полосы пропускания фильтра сформированы низкочастотный и высокочастотный полюса затухания. Данные полюса сформированы для повышения прямоугольности АЧХ МПФ. Частота высо-

кочастотного полюса затухания и высокочастотная граница полосы пропускания фильтра практически не зависят от изменения высоты экранирующей крышки фильтра с 1,7 до 1,6 мм. При этом положение низкочастотного полюса затухания и низкочастотная граница полосы пропускания зависят от высоты экрана очень сильно. Так, при уменьшении расстояния от подложки МПФ до экрана с 1,7 до 1,6 мм низкочастотная граница полосы пропускания по уровню -1 дБ повышается почти на 10 МГц, что соответствует относительному уменьшению ширины полосы пропускания МПФ порядка 20 %. Необходимо отметить, что фильтр разработан таким образом, что обратные потери в полосе пропускания МПФ при указанных изменениях высоты экрана всегда остаются не хуже -18 дБ.

Повышение же частоты низкочастотного полюса затухания при уменьшении высоты экрана только увеличивает крутизну низкочастотного склона АЧХ МПФ. При этом подавление сигнала в частотных диапазонах $L2+L3$ составило свыше -50 дБ при указанных изменениях высоты экрана.

На рис. 3, *а* показана топология полосковых проводников МПФ частотного диапазона $L2+L3$. В связи с более низким частотным диапазоном конструкция данного МПФ отличается от МПФ частотного диапазона $L1$. В данном фильтре внутренние резонаторы выполнены противоположно направленными относительно внешних МПР, так же, как и относительно друг друга. Преимущественная связь между МПР – индуктивная. Для уменьшения габаритных размеров МПФ топология полосковых проводников резонаторов в данном фильтре проектировалась таким образом, чтобы уменьшить коэффициент индуктивной связи между МПР. Для этого проводники внутренних МПР расщеплены в пучности высокочастотного поля E и свернуты таким образом, чтобы ослабить индуктивное взаимодействие между МПР. В результате габаритные размеры фильтров диапазонов $L1$ и $L2+L3$ одинаковы и составляют (вместе с корпусом и крышкой) $14 \times 7 \times 3$ мм.

На рис. 3, *б* приведены измеренные АЧХ МПФ частотных диапазонов $L1$ и $L2+L3$ для СВЧ-тракта МШУ, подключенные через выходной сумматор. Видно, что подавление сигнала в соседнем канале составило свыше -55 дБ. Измеренный коэффициент прямоугольности АЧХ МПФ частотного диапазона $L1$ по уровню $\Delta F_{-30\text{дБ}}/\Delta F_{-3\text{дБ}} = 2,5$, а по уровню $\Delta F_{-40\text{дБ}}/\Delta F_{-3\text{дБ}} = 3,2$. Коэффициент прямоугольности АЧХ МПФ частотного диапазона $L2+L3$ по уровню $\Delta F_{-30\text{дБ}}/\Delta F_{-3\text{дБ}} = 2,2$, а по уровню $\Delta F_{-40\text{дБ}}/\Delta F_{-3\text{дБ}} = 2,8$. При этом прямые потери МПФ каждого канала вместе с сумматором не превышают $-2,5$ дБ, неравномерность в полосе пропускания менее 0,8 дБ, обратные потери не хуже -14 дБ.

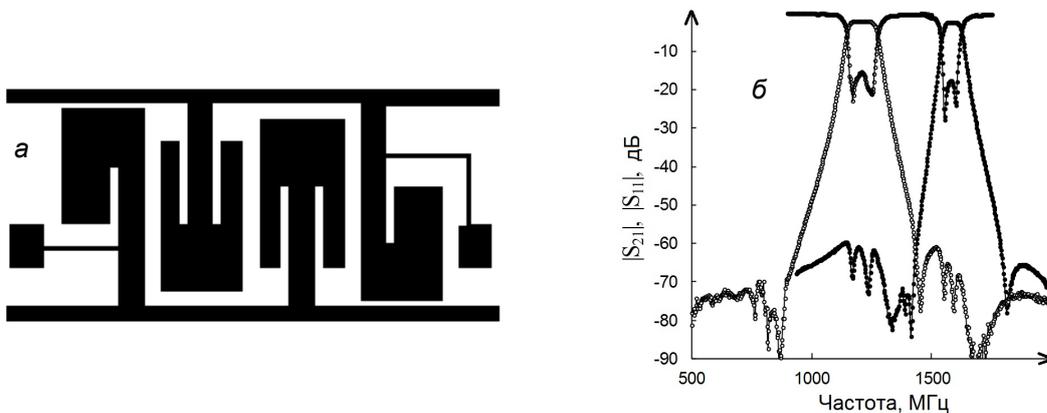


Рис. 3. Топология полосковых проводников МПФ частотного диапазона $L2+L3$ (*а*) и измеренные АЧХ МПФ частотных диапазонов $L1$ и $L2+L3$ для СВЧ-тракта МШУ с выходным сумматором (*б*)

На рис. 4 приведены измеренные значения ГВЗ в полосе пропускания МПФ для входной цепи МШУ (*а*) и в полосе пропускания МПФ для СВЧ тракта МШУ (*б*). Видно, что Δ ГВЗ в полосе пропускания каждого фильтра менее 4 нс.

Таким образом, в настоящей работе предложены микрополосковые фильтры частотных диапазонов $L1$ и $L2+L3$ с низкими прямыми потерями в полосе пропускания для входной цепи МШУ и МПФ с высоким затуханием сигнала в полосах заграждения для СВЧ-тракта МШУ. Разработанная топология полосковых проводников МПФ для СВЧ-тракта МШУ позволяет проводить точную подстройку ширины полосы пропускания фильтров только изменением высоты экрана, предвари-

тельно подстроив частоту верхней границы полосы пропускания МПФ, что значительно облегчает подстройку технических характеристик МПФ при их серийном производстве. Разработанные МПФ позволяют получать коэффициент шума МШУ менее 1,8 дБ при коэффициенте усиления до 40 дБ, КСВН менее 1,5 и неравномерностью группового времени запаздывания в полосах пропускания МШУ менее 4 нс во всех трех частотных диапазонах [5]. Следует подчеркнуть, что измерялись параметры не лабораторных образцов МПФ, а взятых уже из серийной партии.

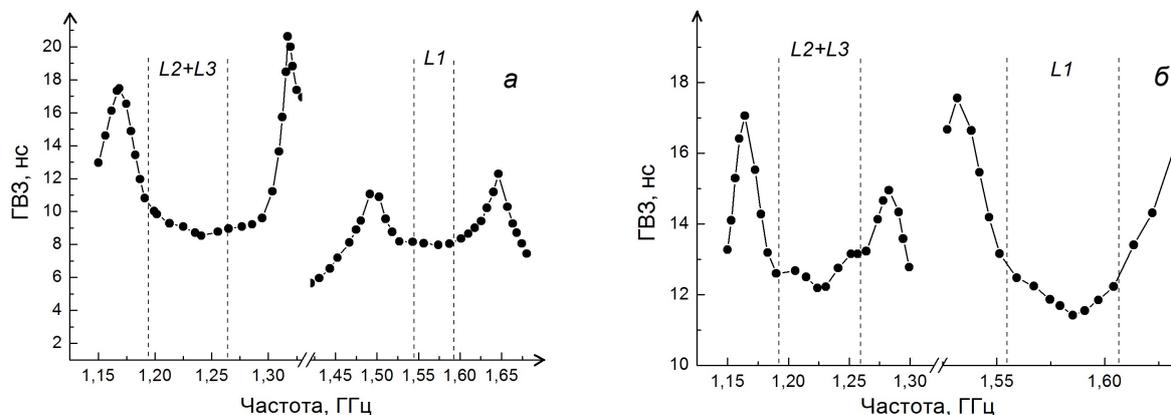


Рис. 4. Измеренные значения ГВЗ в полосе пропускания МПФ для входной цепи МШУ (а) и МПФ для СВЧ-тракта МШУ (б)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Руденко В.М., Халяпин Д.Б., Магнущевский В.Р. Малошумящие входные цепи СВЧ-приемных устройств. – М.: Связь, 1971.
2. Maloratsky Leo G. RF and Microwave Integrated Circuits Passive Components and Control Devices. – Elsevier, 2004.
3. Makimoto M. and Yamashita S. Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication: Theory, Design, and Application. – Berlin; Heidelberg; New York: Springer Verlag, 2001.
4. Vladimirov V.M., Petrov D.V., Soldatenco S.D., and Shepov V.N. // Proc. Papers 10th Int. Conf. Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services – TELSIKS. – Serbia, 2011. – P. 404–406.
5. Владимиров В.М., Марков В.В., Петров Д.В., Шепов В.Н. // Радиотехника. – 2013 (в печати).

Красноярский научный центр СО РАН, г. Красноярск, Россия
E-mail: shepov@ksc.krasn.ru

Поступила в редакцию 15.07.13.

Владимиров Валерий Михайлович, д.т.н., зав. отделом;
Марков Владимир Витальевич, к.ф.-м.н., науч. сотр.;
Петров Дмитрий Викторович, инженер;
Шепов Владимир Николаевич, к.ф.-м.н., ст. науч. сотр.

V.M. VLADIMIROV, V.V. MARKOV, D.V. PETROV, V.N. SHEPOV

MICROSTRIP FILTERS FOR THE MULTI-BAND LOW-NOISE AMPLIFIER OF AN ACTIVE ANTENNA FOR THE HIGH ACCURACY POSITIONING USING GLONASS/GPS

Microstrip filters (MSF) with low direct losses in the passband for the input circuit have been designed and MSF with high attenuation in the stopband for the microwave path of the multi-band (L1/L2/L3) low-noise amplifier (LNA) used in active antennas for the high accuracy positioning using GLONASS/GPS signals have been developed.

Keywords: microstrip filter, diplexer, a low noise amplifier, a tri-band (L1/L2/L3) GLONASS/GPS receiver, active antenna for high accuracy positioning.