

## Трехдиапазонный малошумящий усилитель для активной антенны высокоточного позиционирования по сигналам ГЛОНАСС/GPS

© Авторы, 2013

**В.М. Владимиров** – д.т.н., зав. Отдела радиотехники и электроники при Президиуме Красноярского научного центра СО РАН. E-mail: vlad@ksc.krasn.ru

**В.В. Марков** – к.ф.-м.н., науч. сотрудник Отдела радиотехники и электроники при Президиуме Красноярского научного центра СО РАН. E-mail: bob@iph.krasn.ru

**Д.В. Петров** – инженер Отдела радиотехники и электроники при Президиуме Красноярского научного центра СО РАН. E-mail: caldoss@mail.ru

**В.Н. Шелов** – к.ф.-м.н., ст. науч. сотрудник Отдела радиотехники и электроники при Президиуме Красноярского научного центра СО РАН. E-mail: shepov@ksc.krasn.ru

Разработан трехдиапазонный ( $L1/L2/L3$ ) малошумящий усилитель (МШУ) для активной антенны высокоточного позиционирования по сигналам ГЛОНАСС/GPS. Для входной цепи МШУ разработаны микрополосковые фильтры (МПФ) с низкими прямыми потерями в полосе пропускания, а для СВЧ тракта МШУ – МПФ с высоким затуханием в полосах заграждения. Эти МПФ позволяют получать коэффициент шума МШУ менее 1,8 дБ при коэффициенте усиления до 40 дБ, КСВН менее 1,5 и неравномерность группового времени запаздывания в полосе пропускания менее 4 нс во всех трех частотных диапазонах.

**Ключевые слова:** малошумящий усилитель, микрополосковый фильтр, дуплексер, активная антенна ГЛОНАСС/GPS, частотные диапазоны  $L1$ ,  $L2$ ,  $L3$ .

A tri-band ( $L1/L2/L3$ ) low-noise amplifier (LNA) for an active antenna for the high accuracy positioning using GLONASS/GPS signals has been designed. Microstrip filters (MSF) with low insertion losses in the passband have been developed for the LNA Input circuit. MSF with high attenuation in the stopbands have been developed for microwave path. The MSFs developed allow one to achieve the LNA noise coefficient lower than 1,8 dB, with the gain being up to 40 dB, VSWR less than 1,5 and non-uniformity of the group time delay less than 4 ns in all the three frequency bands.

**Keywords:** low-noise amplifier, microstrip filter, diplexer, active GLONASS/GPS antenna,  $L1$ ,  $L2$ ,  $L3$ .

### Введение

Для высокоточных метрологических приложений глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) повышенные требования предъявляются не только к самому приемнику ГНСС, но и к приемной активной антенне, в состав которой входит малошумящий усилитель.

Одна из важнейших характеристик МШУ – коэффициент шума – во многом определяется входной цепью МШУ [1-3], 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 прямоуглольность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), но и минимальную неравномерность группового времени запаздывания ( $\Delta T_{ГВЗ}$ ) в полосе пропускания. Как правило, в таких МШУ применяются монолитные фильтры на коаксиально-диэлектрических резонаторах [4]. Благодаря высокой диэлектрической проницаемости применяемого диэлектрика такие фильтры имеют небольшие размеры. Сравнительно высокая добротность коаксиально-диэлектрических резонаторов позволяет разрабатывать фильтры с низкими прямыми потерями и высокой прямоуглольностью АЧХ. Однако подстройка

технических характеристик таких фильтров весьма затруднена. В связи с этим представляет интерес исследование возможности применения во входных цепях МШУ активных антенн высокоточного позиционирования фильтров на микрополосковых резонаторах (МПР).

Микрополосковые фильтры более технологичны, удобны в подстройке технических характеристик, имеют меньшую себестоимость, но собственная добротность МПР ниже, чем коаксиально-диэлектрических резонаторов. Поэтому при относительной ширине полосы пропускания порядка 3...5% по уровню 0,5 дБ (частотные диапазоны  $L1$  и  $L2+L3$ ) при сравнимом коэффициенте прямоуглольности АЧХ прямые потери в полосе пропускания МПФ выше, чем в фильтрах на коаксиально-диэлектрических резонаторах, что приводит к увеличению коэффициента шума МШУ.

Однако во входной цепи МШУ многодиапазонных активных антенн ГНСС желательно применять еще мультиплексор частотных диапазонов. В частности, для трехдиапазонного ( $L1/L2/L3$ ) МШУ возможно ограничиться дуплексером  $L1/(L2+L3)$  с дальнейшей фильтрацией частотных диапазонов  $L1$  и  $L2+L3$  [5]. Применение такого дуплексера позволяет защитить вход МШУ от помех вне частотных диапазонов  $L1$  и  $L2+L3$ .

Включение полоскового дуплексера во входную цепь МШУ уменьшает разницу между результирующей

щими прямыми потерями входной цепи МШУ с коаксиально-диэлектрическими фильтрами и с МПФ. Для минимизации же вносимых потерь диплексера во входную цепь МШУ возможно выполнить кондуктивную связь между согласующими плечами полоскового диплексера и МПФ.

Цель работы – разработка трехдиапазонного МШУ для активной антенны высокоточного позиционирования по сигналам ГНСС. В работе оценивается возможность применения МПФ во входных цепях МШУ с учетом их сравнительно невысокой добротности. Разрабатываются 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. Для уменьшения габаритных размеров МПФ для входной цепи МШУ и МПФ для СВЧ тракта МШУ проектируются на подложке с повышенной диэлектрической проницаемостью.

#### Микрополосковые фильтры для входной цепи МШУ

Такие фильтры разрабатывались предварительно отдельно от диплексера. Они проектировались на трехсонаправленных четвертьволновых МПР. Для уменьшения габаритных размеров МПФ рассчитывались на диэлектрической подложке с повышенной диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon = 80$ ), а четвертьволновые МПР выполнялись с нерегулярной шириной полосковых проводников. Скачок 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 МПР [6]. Как известно, кроме уменьшения габаритных размеров, МПФ на четвертьволновых МПР позволяют реализовать более широкую полосу заграждения между рабочей полосой и ближайшей паразитной полосой пропускания, что важно для помехозащищенности МШУ.

Однако увеличение плотности СВЧ тока в МПР приводит к увеличению прямых потерь в полосе пропускания МПФ. 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, дальнейшая регулировка ширины полосы пропускания МПФ осуществлялась введением нерегулярности полосковых проводников МПР путем увеличения их ширины в пучности высокочастотного поля  $E$  основной моды колеба-

ний при одновременном уменьшении расстояния между резонаторами. В результате рассчитанный скачок 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  $0,9$  мм и  $1,1$  мм равны. Для входного МПФ частотного диапазона  $L2+L3$  ширина полоскового проводника каждого МПР в пучности высокочастотного поля  $H$  составила  $0,9$  мм, а в пучности высокочастотного поля  $E$  равна  $1,2$  мм.

Далее рассчитанные конструктивные параметры МПФ вносились в обобщенную трехмерную модель МПФ и полоскового диплексера. Данная модель приведена на рис. 1.

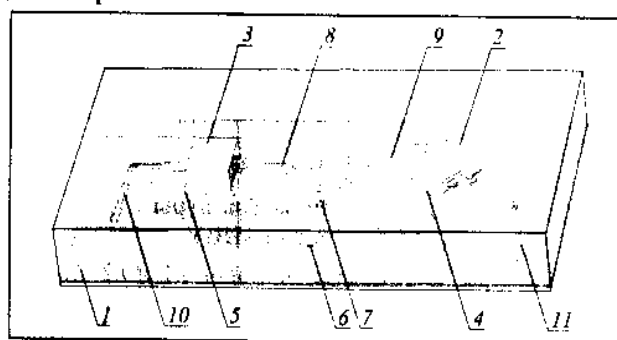


Рис. 1

Диплексер выполнен на диэлектрической подложке 1 толщиной  $0,5$  мм и диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 3,3$ . Микрополосковые фильтры частотных диапазонов  $L1$  2 и  $L2+L3$  3 установлены на контактные площадки 4 и 5. Для обеспечения заземления МПФ по всей площади контактных площадок равномерно выполнены отверстия со сквозной металлизацией. Сигнал СВЧ со входа диплексера 6 через емкость 7 поступал на согласующие плечи диплексера 8 и 9. Для уменьшения вносимых прямых потерь диплексера в полосы пропускания МПФ соединения МПФ с плечами диплексера осуществлялось кондуктивно полосковыми переключками. Скачки волнового сопротивления в местах соединения МПФ с полосковыми проводниками на подложке МШУ также учитывались в расчете. Согласующие цепи входных транзисторов 10 и 11 рассчитывались на следующем этапе проектирования МШУ.

На рис. 2 приведено сравнение рассчитанных (сплошные линии) и измеренных (точки) АЧХ МПФ частотных диапазонов  $L1$  и  $L2+L3$  для применения на входе МШУ с учетом согласующих плеч диплексера. Наблюдается неплохое согласие расчета с экспериментом. Измеренные прямые потери в полосе пропускания МПФ вместе с диплексером в обоих частотных диапазонах составили  $-1,2$  дБ, неравномерность  $0,4$  дБ. Обратные потери в обоих каналах свыше  $-15$  дБ. Измеренная неравномерность ГВЗ не хуже  $4$  нс в каждом канале. Измеренная полоса заграждения между рабочей

полосой и ближайшей паразитной полосой пропускания по уровню  $-30$  дБ для входного МПФ частотного диапазона  $L2+L3$  составила  $1,39...2,92$  ГГц, а для входного МПФ частотного диапазона  $L1$   $1,75...3,66$  ГГц. Габаритные размеры МПФ вместе с корпусом и крышкой составили  $9 \times 7 \times 4$  мм.

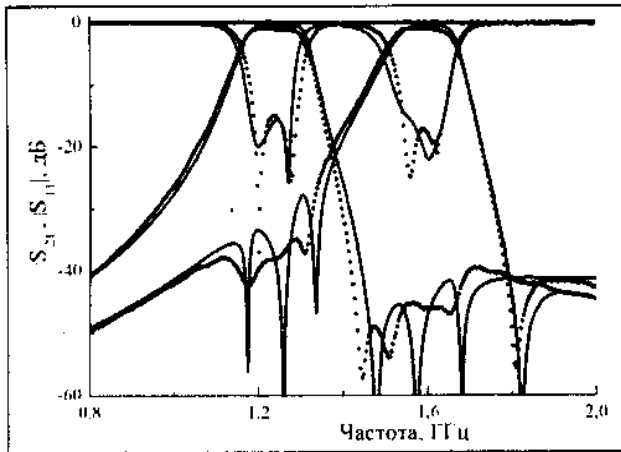


Рис. 2

#### Микрополосковые фильтры для СВЧ тракта МШУ

Такие фильтры частотных диапазонов  $L1$  и  $L2+L3$  для СВЧ тракта МШУ проектировались на четырех четвертьволновых МПР со скачком ширины полоскового проводника [7]. На рис. 3,а показана конструкция МПФ частотного диапазона  $L1$ . Фильтр выполнен на диэлектрической подложке толщиной  $1$  мм и  $\epsilon = 80$ . Внешние резонаторы данного МПФ сделаны сонаправлено относительно внутренних МПР, а внутренние МПР противоположно направлены относительно друг друга. Поэтому коэффициенты емкостной и индуктивной связей между внешним и внутренним резонаторами 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 резонаторами необходимо увеличивать скачок волнового сопротивления резонаторов, а для уменьшения результирующего коэффициента связи между внутренними МПР – увеличивать зазор между ними.

На рис. 3,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 прямоугловности АЧХ МПФ. Частота высокочастотного полюса затухания и высокочастотная граница полосы пропускания фильтра практически не зависят от изменения высоты экранирующей крышки

фильтра с  $1,7$  мм 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  $1,7$  мм 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.

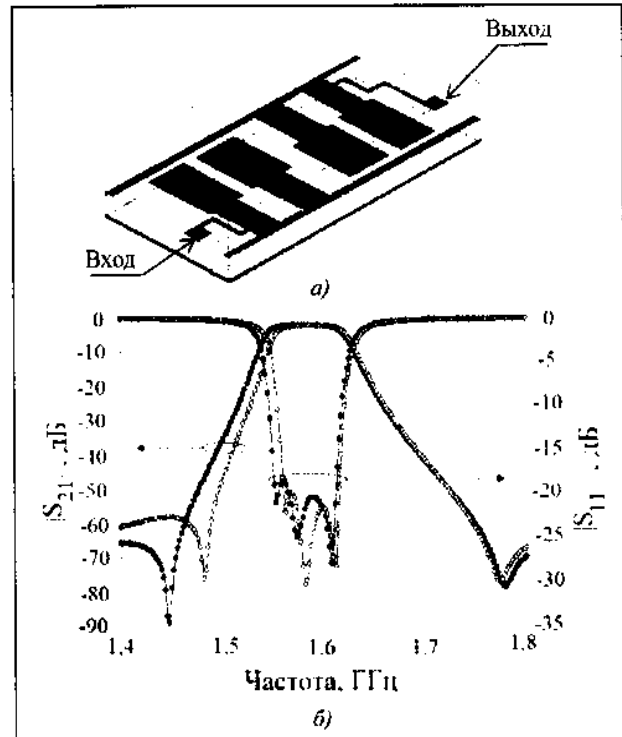


Рис. 3

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. 4 показана конструкция 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 осла-

бить 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.

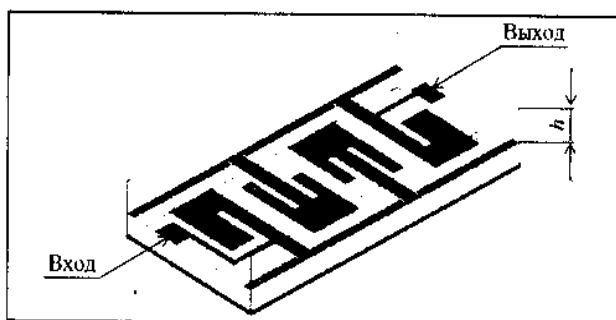


Рис. 4

На рис. 5 приведены рассчитанные зависимости относительного изменения ширины полосы пропускания по уровню  $-1$  дБ ( $\Delta F_1/\Delta F$ ) и наименьшего затухания ( $A$ ) в полосе заграждения от высоты экранирующей крышки ( $h$ ) для МПФ диапазона  $L2+L3$ . Следует отметить, что изменение ширины полосы пропускания МПФ диапазона  $L2+L3$ , так же как и в МПФ диапазона  $L1$ , обусловлено смещением ее низкочастотного края. Высокочастотный край практически не смещается при изменении высоты экрана с 1,7 мм до 1,6 мм.

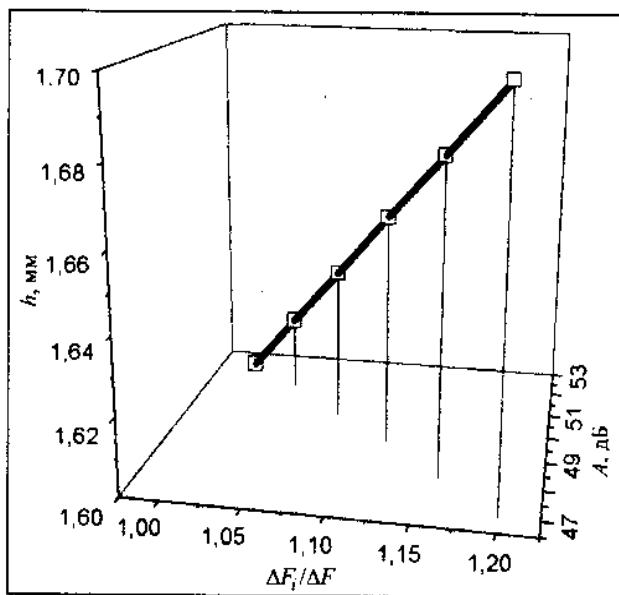


Рис. 5

Из рисунка видно, что для данного фильтра при уменьшении расстояния от подложки МПФ до экранирующей крышки с 1,7 мм до 1,6 мм относительное уменьшение ширины полосы пропускания составило около 20%, что практически совпадает с данными для МПФ диапазона  $L1$ . Рассчитанное минимальное затухание сигнала в полосе заграждения составило  $-47$  дБ. При этом обратные потери в полосе пропускания фильтра при указанных изменениях высоты экрана так же как и в МПФ диапазона  $L1$  всегда остаются не хуже  $-18$  дБ.

Таким образом, рассмотренные выше особенности разработанных МПФ частотных диапазонов  $L1$  и  $L2+L3$  для СВЧ тракта МШУ позволяют проводить точную подстройку ширины полосы пропускания фильтров только изменением высоты экрана, предварительно подстроив частоту верхней границы полосы пропускания МПФ.

На рис. 6 приведены измеренные АЧХ МПФ частотных диапазонов  $L1$  и  $L2+L3$  для СВЧ тракта МШУ, подключенные через выходной сумматор. Из рисунка 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,  $\Delta \text{ГВЗ}$  в полосе пропускания каждого канала менее 4 нс.

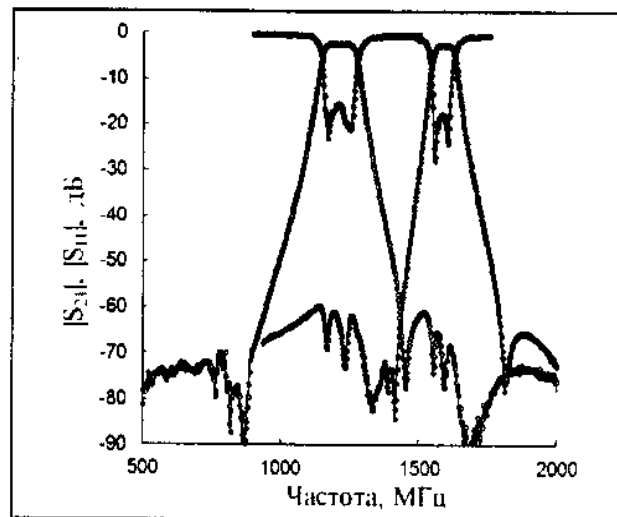


Рис. 6

#### Трехдиапазонный маломощный усилитель

На рис. 7 приведена структурная схема трехдиапазонного ( $L1/L2/L3$ ) маломощного усилителя. Маломощный усилитель расположен под экраном излучателя антенны. В состав МШУ входят: ограничительная диодная сборка 1, диплексер 2, входные фильтры частотных диапазонов  $L1$  3 и  $L2+L3$  4, усилительные каскады 5–8, 12, МПФ для СВЧ тракта МШУ частотных диапазонов  $L1$  9 и  $L2+L3$  10 и сумматор 11. Диодная сборка служит для защиты входа МШУ от помех повышенной мощности. Диплексер и входные фильтры частотных диапазонов  $L1$  и  $L2+L3$  предназначены для защиты входа МШУ от внеполосной помехи.

Усилительные каскады выполнены на транзисторах. В каждом канале МШУ (канал  $L1$  и канал  $L2+L3$ ) имеется два усилительных каскада. Усиленный СВЧ сигнал через МПФ для СВЧ тракта МШУ частотных диапазонов  $L1$  и  $L2+L3$  поступает на сумматор, и далее – на третий каскад МШУ, который является общим для

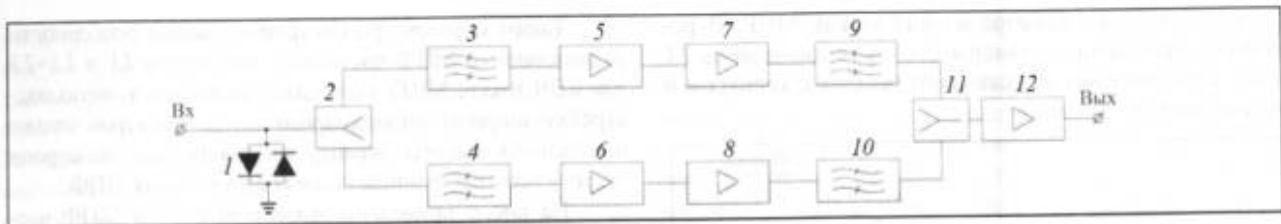


Рис. 7

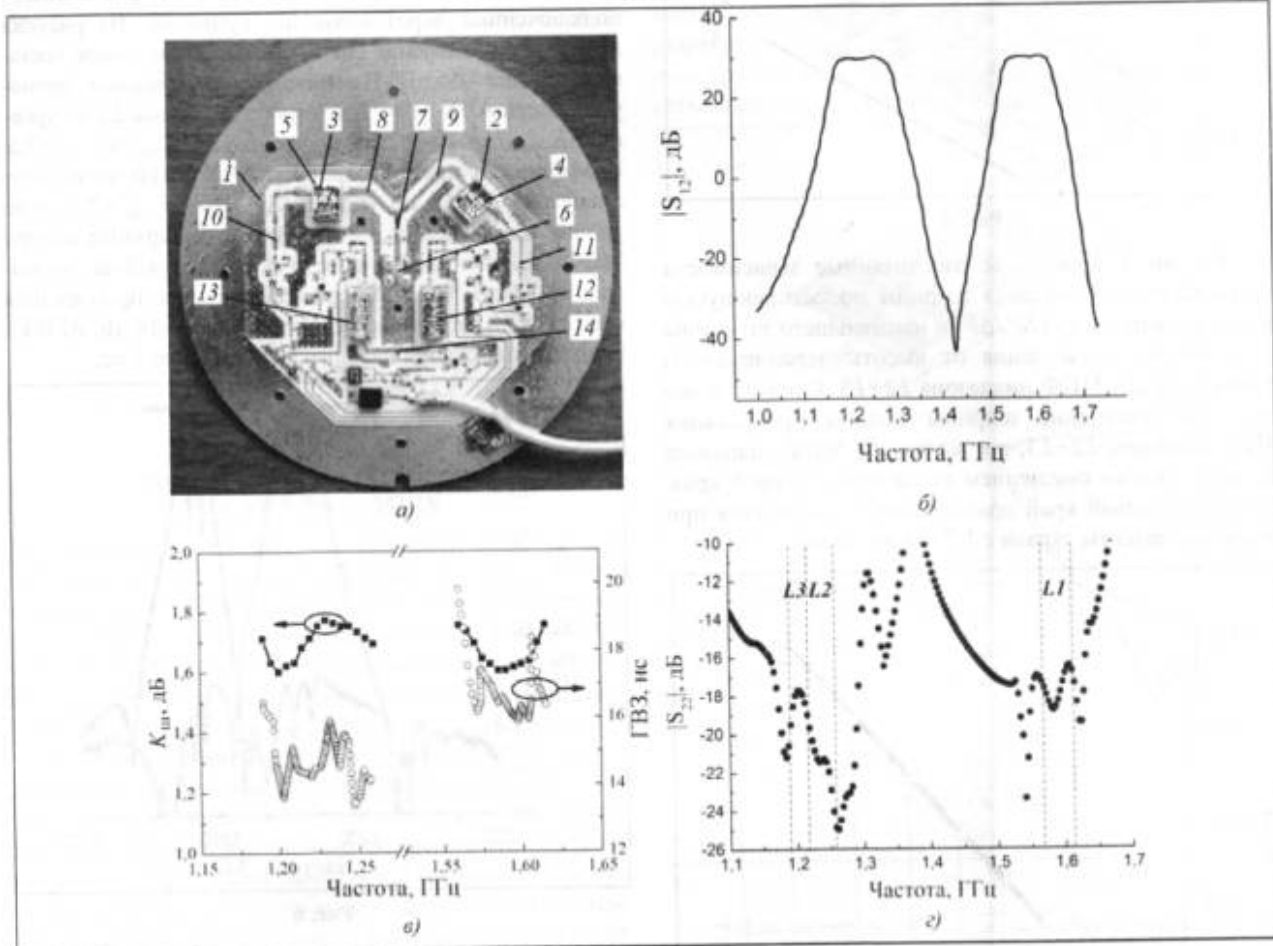


Рис. 8

двух каналов. Он предусмотрен на случай необходимо-го увеличения коэффициента усиления МШУ для компенса-ции потерь в СВЧ-кабеле при применении МШУ в активных антеннах, удаленных от беззапросных измерительных станций ГЛОНАСС/GPS на расстояния свыше 50 м. Напряжение питания в МШУ (от 4,5 до 15 В) подается через фидер.

В МШУ применены арсенид-галлиевые полевые транзисторы, выполненные по технологии PHEMT [8], обеспечивающей высокий коэффициент усиления и низкий уровень шума. Схема подключения транзисто-ров стандартная [9].

На рис. 8 представлены фотография МШУ (а) и измеренные параметры МШУ в частотных диапазонах L1 и L2+L3: коэффициент прохождения – (б), коэффициент шума и ГВЗ – (в) и коэффициент отражения – (г). Изме-рения выполнены в нормальных условиях. На рис. 8,а

показаны: диэлектрическая подложка с двухсторонней металлизацией 1, припаянная к противоположной сто-роне экрана антенны, МПФ частотных диапазонов L1 2 и L2+L3 3 во входной цепи МШУ, контактные площад-ки со сквозной металлизацией 4 и 5, на которые уста-новлены входные фильтры, вход дилексера 6, входная емкость 7, плечи дилексера 8 и 9, согласующие цепи транзисторов 10 и 11, МПФ СВЧ тракта МШУ 12 и 13, выходной сумматор 14. Входные цепи первых транзи-сторов 10 и 11 оптимизированы для частотных диапа-зонов L2+L3 и L1 соответственно.

Из рисунка видно, что в каждом частотном диапа-зоне измеренный коэффициент усиления МШУ равен  $30 \pm 1$  дБ при коэффициенте шума менее 1,8 дБ,  $\Delta$ ГВЗ менее 4 нс и  $|S_{22}|$  менее -15 дБ. Измеренный коэффициент прямоугольности АЧХ каналов L1 и L2/L3 в первом приближении одинаков и составляет по уровню

$\Delta F_{-30\text{ dB}}/\Delta F_{-3\text{ dB}} = 1,9$ , а по уровню  $\Delta F_{-40\text{ dB}}/\Delta F_{-3\text{ dB}} = 2,2$ . При необходимости коэффициент усиления МШУ может быть увеличен до 40 дБ при неизменном коэффициенте шума, ДГВЗ и КСВН. При этом ток потребления МШУ составляет менее 50 мА.

● Таким образом, в настоящей работе описан трехдиапазонный маломощный усилитель для активной антенны высокоточного позиционирования по сигналам ГЛОНАСС/GPS. Для входной цепи МШУ разработаны МПФ с низкими прямыми потерями в полосе пропускания. Для СВЧ тракта МШУ разработаны МПФ с высоким затуханием в полосах заграждения. Разработанная топология полосковых проводников МПФ для СВЧ тракта МШУ позволяет проводить точную подстройку ширины полосы пропускания фильтров только изменением высоты экрана, предварительно подстроив частоту верхней границы полосы пропускания МПФ, что значительно облегчает подстройку технических характеристик МПФ при их серийном производстве. Показано, что применение МПФ во входных цепях МШУ позволяет получать коэффициент шума МШУ менее 1,8 дБ при коэффициенте усиления до 40 дБ, ДГВЗ менее 4 нс и КСВН менее 1,5 в трех частотных диапазонах:  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ . Полученные результаты говорят о возможности применения МПФ во входных цепях МШУ активных антенн высокоточного позиционирования многодиапазонных приемников ГНСС.

## Литература

1. Руденко В.М., Халыпин Д.Б., Магнусhevский В.Р. Малошумящие входные цепи СВЧ приемных устройств. М.: Связь. 1971.
2. Maloratsky L.G. RF and Microwave Integrated Circuits Passive Components and Control Devices. Elsevier, 2004.
3. Sorrentino R., Bianchi G. Microwave and RF Engineering. John Wiley & Sons, Ltd. 2010.
4. Kovar P., Kacmarik P., Vejrazka F. Universal Front End for Software GNSS Receiver // Proceedings of 13th IAIN World Congress. – Bergen, Nordic Institute of Navigation, 2007. P. 1–6. URL: <http://img3.custompublish.com/getfile.php/1067012.753.tuavertex/Or%2020.pdf?return=normav.custompublish.com>
5. Владимиров В.М., Шенов В.Н. СВЧ тракт для приемника глобальных навигационных спутниковых систем «ГЛОНАСС» и «GPS» // Тезисы доклада 16<sup>ой</sup> Международной конференции «Системный анализ, управление и навигация». Крым, Евпатория. 2011. С. 105–107.
6. Makimoto M., Yamashita S. Microwave resonators and filters for wireless communication: theory, design, and application. Berlin–Heidelberg–N.Y.: Springer-Verlag, 2001.
7. Vladimirov V.M., Petrov D.V., Soldatenko S.D., Shepov V.N. Microstrip Filters and Diplexer for the Receiver of the Space Navigation Systems «GLONASS», «GPS» and «GALILEO» // Proceedings of Papers 10<sup>th</sup> International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services. TELSIKS. Serbia. 2011. P. 404–406.
8. Avago technologies /official site – datasheet; URL: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1416EN>.
9. Avago technologies /official site – application note 1271; URL: <http://www.avagotech.com/docs/5988-5040EN>.

Поступила 19 апреля 2013 г.

## Tri-band low-noise amplifier for an active antenna for high-accuracy positioning using GLONASS/GPS signals

© Authors, 2013

V.M. Vladimirov, V.V. Markov, D.V. Petrov, V.N. Shepov

A tri-band ( $L_1/L_2/L_3$ ) low-noise amplifier (LNA) for an active antenna for the high accuracy positioning using GLONASS/GPS signals has been designed. Microstrip filters (MSF) with low insertion losses in the passband and an input  $L_1$  and  $L_2+L_3$  diplexer have been developed for the LNA input circuit. The measured insertion losses in the passband of MSF along with the diplexer in both frequency bands are equal to  $-1,2$  dB, and non-uniformity is 0,4 dB. The return losses in both bands exceed  $-15$  dB. The group delay non-uniformity is better than 4 ns in each band. The overall dimensions of the input MSF are  $9 \times 7 \times 4$  mm. MSFs with high attenuation in the stopbands have been developed for the microwave path. The measured squareness of the  $L_1$  MSF response at the level  $\Delta F_{-30\text{ dB}}/\Delta F_{-3\text{ dB}}$  is 2,5, while at the level  $\Delta F_{-40\text{ dB}}/\Delta F_{-3\text{ dB}}$  it is 3,2. The squareness of the  $L_2+L_3$  MSF response at the level  $\Delta F_{-30\text{ dB}}/\Delta F_{-3\text{ dB}}$  is 2,2, and at the level  $\Delta F_{-40\text{ dB}}/\Delta F_{-3\text{ dB}}$  it is 2,8. Here, the MSF insertion losses of each band including the combiner do not exceed  $-2,5$  dB, non-uniformity in the passband is less than 0,8 dB, return losses is better than  $-14$  dB, group delay in the passband of each frequency band is less than 4 ns. The MSF overall dimensions for the microwave path of the  $L_1$  and  $L_2+L_3$  LNA are  $14 \times 7 \times 3$  mm. The developed MSFs allow one to achieve the LNA noise coefficient not exceeding 1,8 dB, with the gain being up to 40 dB, VSWR lower than 1,5 and group delay non-uniformity less than 4 ns in all the three frequency bands. Here, the LNA current consumption is less than 50 ma. The results obtained suggest the possibility of applying MSF in the LNA input circuits of the high accuracy active antennas of multiband GNSS receivers.

### REFERENCES

1. Rudenko V.M., Xalyapin D.B., Magnushhevskij V.R. Maloshumyashhle vxochnye czepi SVCh priemny'x ustrojstv. M.: Svyaz'. 1971.
2. Maloratsky L.G. RF and Microwave Integrated Circuits Passive Components and Control Devices. Elsevier, 2004.
3. Sorrentino R., Bianchi G. Microwave and RF Engineering. John Wiley & Sons, Ltd. 2010.
4. Kovar P., Kacmarik P., Vejrazka F. Universal Front End for Software GNSS Receiver // Proceedings of 13th IAIN World Congress. – Bergen, Nordic Institute of Navigation, 2007. P. 1–6. URL: <http://img3.custompublish.com/getfile.php/1067012.753.tuavertex/Or%2020.pdf?return=normav.custompublish.com>
5. Vladimirov V.M., Shepov V.N. SVCh trakt dlya priemnika global'ny'x navigaczionny'x sputnikovy'x sistem «GLONASS» i «GPS» // Tезисы' doklada 16oj Mezhdunarodnoj konferenczii «Sistemny'j analiz, upravlenie i navigaczija». Kry'm. Evpatoriya. 2011. S. 105–107.
6. Makimoto M., Yamashita S. Microwave resonators and filters for wireless communication: theory, design, and application. Berlin–Heidelberg–N.Y.: Springer-Verlag, 2001.
7. Vladimirov V.M., Petrov D.V., Soldatenko S.D., Shepov V.N. Microstrip Filters and Diplexer for the Receiver of the Space Navigation Systems «GLONASS», «GPS» and «GALILEO» // Proceedings of Papers 10<sup>th</sup> International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services. TELSIKS. Serbia. 2011. P. 404–406.
8. Avago technologies /official site – datasheet; URL: <http://www.avagotech.com/docs/AV02-1416EN>.
9. Avago technologies /official site – application note 1271; URL: <http://www.avagotech.com/docs/5988-5040EN>.