

МШУ – АКТИВНЫЙ ПОЛОСНОПРОПУСКАЮЩИЙ ФИЛЬТР НА 465 МГц

Владимиров В. М., Кулинич С. Н., Шихов Ю. Г.

Красноярский научный центр СО РАН, Академгородок, Красноярск - 660036, Россия
тел.: 3912-593995, e-mail: kulinich@ksc.krasn.ru

Аннотация - Разработан МШУ, который имеет структуру и характеристики активного полоснопропускающего фильтра. $NF = 0,8$ дБ в полосе частот 460...470 МГц, при коэффициенте усиления 21 дБ и внеполосном подавлении на частотах 395 МГц и 535 МГц более 60 дБ. Верхняя граница линейности входной передаточной характеристики $ICP = 15$ дБм. Гибридно-интегральная схема МШУ имеет размеры $30 \times 18 \times 9$ мм³.

I. Введение

Особенность приема слабого сигнала с КА «Ресурс 01-3» на частоте 465 МГц заключается в том, что прием осуществляется в диапазоне частот, предельно загруженном мощными радиосигналами, которые являются источниками интермодуляционных искажений. Существуют способы минимизации интермодуляционных искажений. Проектируются усилители с расширенным динамическим диапазоном, как в сторону уменьшения шумов FET транзисторов, так и в сторону увеличения верхней границы линейности передаточной характеристики - входной точки компрессии (ICP) и связанной с ней входной интермодуляционной точкой третьего порядка (IP3) [1,2]. В последнее время созданы PHEMT транзисторы с очень низким NF и достаточно высокой ICP. Но снизить интермодуляционные искажения до допустимого уровня в ряде случаев не удаётся. Существует и другой способ снижения интермодуляционных искажений, это включение на входе МШУ полоснопропускающего фильтра (ППФ). Реальные ППФ с приемлемыми селективными параметрами имеют потери $2,5 \div 3$ дБ, применение такого фильтра приведет к увеличению NF на $2 \div 2,5$ дБ. Возрастание коэффициента шума и, является основным ограничением применения преселекторов МШУ, в особенности в тех случаях, где ограничены мощности передаваемого сигнала. Перспективным является компромиссное решение, заключающееся в том, что ППФ интегрируется в схему и замещает его входные/выходные согласующие цепи. В конкретном случае МШУ имеет структуру и характеристики активного ППФ.

II. Основная часть

В качестве базовой электрической схемы МШУ принята схема с общим истоком и автоматическим смещением по току, а также резонансными согласующими цепями на входе/выходе транзистора (рис.1). VT₁ - GaAs полевой транзистор ATF10136 имеет достаточно хорошие электрические параметры. Так, на частоте 0,5 ГГц и оптимальном токе стока $20 \div 22$ мА, коэффициент шума NF не превышает 0,4 дБ, коэффициент усиления $G_A > 20$ дБ, $ICP > 20$ дБм.

Z_1, Z_2 - резонансные контуры связанные через конденсатор связи C_{C1} , образующие входной фильтр; Z_3, Z_4 - резонансные контуры связанные через конденсатор связи C_{C2} , образующие выходной фильтр, резисторы R_1, R_2 определяют режимы транзистора. C_{B1}, C_{B2} - блокировочные конденсаторы.

Из всех типов фильтров требованиям гибридно-интегральной технологии наиболее полно удовлетворяют микрополосковые фильтры (МПФ) [3].

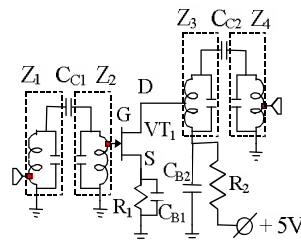


Рис. 1.

Fig. 1.

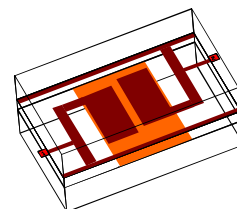


Рис. 2.

Fig. 2.

Топология МПФ на взвешенной подложке, приведена на рис.2. Микрополосковый фильтр состоит из диэлектрической подложки с высокой диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 80$, нижняя сторона которой металлизирована. На внешней стороне расположены микрополоски, образующие нерегулярные четвертьволновые резонаторы, электромагнитно связанные друг с другом. Входной МПФ должен иметь минимальные потери, обеспечивать максимальную избирательность при минимальных размерах. Выполнить одновременно эти условия практически невозможно, следовательно, необходимо оптимизировать компромиссные требования. Оптимизация проведена на виртуальных моделях, в пакете программ «Microwave office 2002» с использованием как электродинамического, так и квазистатического расчетов. Потери в полосе пропускания рассчитанного МПФ не превышают 0,4 дБ. В качестве выходных согласующих цепей применяется двухзвенный МПФ, аналогичный входному. Основная задача выходного фильтра заключается в согласовании низкого полного сопротивления стока транзистора с последующими каскадами МШУ. Через резонатор Z_3 , выполняющий функцию трансформатора сопротивлений, подается питание на транзистор. В завершение моделирования составлена модель МШУ с оптимизированными входным/выходным фильтрами, рассчитанными в электродинамике. В результате моделирования и исследования электродинамических моделей произведена окончательная коррекция топологии платы усилителя и оптимизированы основные электрические параметры. На рис. 3 приведен эскиз топологии МШУ на керамической подложке с высокой диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 80$. По данным моделирования изготовлен МШУ-активный фильтр, габаритными размерами $30 \times 18 \times 9$ мм³. Электрические параметры измерялись при $U_D = 5$ В и токе стока 22 мА. На рис. 4 приведены расчетная и экспериментальная кривые коэффициентов передачи в диапазоне частот 460...470 МГц. Подавление сигнала за полосой пропускания на частотах передачи 395 МГц и 535 МГц не менее 60 дБ относительно максимального усиления.

На этом же рисунке приведен график зависимости коэффициента шума от частоты. NF, рассчитанный в полосе рабочих частот не превышает 0,7 дБ, а измеренный в реальном усилителе 0,8 дБ.

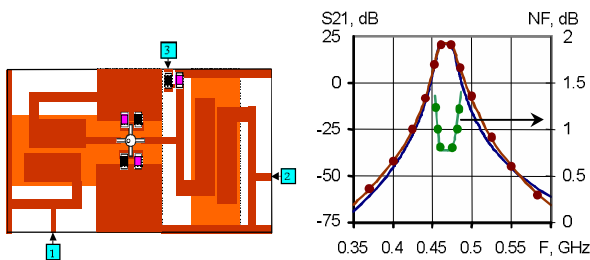


Рис. 3.
Fig. 3.

Рис. 4.
Fig. 4.

NF, рассчитанный в полосе рабочих частот не превышает 0,7 дБ, а измеренный в реальном усилителе 0,8 дБ. Следует отметить, что входные обратные потери у таких типов усилителей на относительно низких частотах как рассчитанные, так и реальные, имеют низкий уровень. Для предотвращения искажения входного сигнала вследствие многократного переотражения, вызванного рассогласованием приёмной антенны и МШУ, необходимо исключить все промежуточные звенья и согласовать МШУ непосредственно с антенной. Обратные потери на выходе реального МШУ менее -20 дБ, что вполне достаточно для оптимального согласования выхода усилителя с последующими каскадами/модулями приемного устройства. Расчетный параметр S22 модели усилителя не соответствует измеренному значению для реального МШУ и составляет (7+8) дБ.

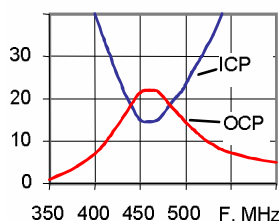


Рис. 5.
Fig. 5.

На рис. 5 показаны расчетные зависимости входной точки компрессии и связанной с ней выходной точкой компрессии (ОСР). Видно, что ICP=15 дБм в полосе пропускания минимальна, а с отстройкой от полосы пропускания резко возрастает. Очевидно, что вероятность возникновения интермодуляционных искажений связанных с помеховыми сигналами вблизи полосы пропускания значительно снижается. Зависимость ОСР от частоты более сложная, в полосе пропускания усилителя она максимальна и достигает 22 дБм, но при отстройке от полосы пропускания понижается до 1-3 дБм. Связано это с тем, что вне полосы пропускания транзистор выходит из оптимальных режимов согласования.

III. Заключение

Разработан МШУ имеющий структуру и характеристики активного МПФ. МШУ изготовлен по гибридно-интегральной технологии и обладает селективными свойствами не хуже чем у микрополосковых фильтров. Совмещая свойства узкополосного фильтра и малошумящего усилителя с большим динамическим диапазоном, разработанный МШУ позволяет понизить интермодуляционные искажения до безопасного уровня при приеме слабых сигналов в условиях сложной помеховой обстановки.

IV. Список литературы

- [1] W. A. Morgan, "Minimize IM distortion in GaAs FET amplifiers", *Microwaves and RF*, vol. 25, no. 10, pp. 107-110, 1986.
- [2] J. H. Jacobi, "IMD: still unclear after 20 years", *Microwaves and RF*, vol. 25, no. 12, pp. 119-126, 1986.
- [3] Н. З. Шварц, "Усилители СВЧ на полевых транзисторах", Радио и связь стр. 200, 1987.

LNA – ACTIVE BANDPASS FILTER FOR 465 MHz

V. M. Vladimirov, S. N. Kulinich, Yu. Y. Shikhov,
Scientific Center,
Academgorodok, Krasnoyarsk, 660036, Russia
E-mail: kulinich@ksc.krasn.ru

Abstract – We designed a LNA, which has the structure and characteristics of an active bandpass filter. The NF is equal to 0.8 dB in the frequency band from 460 to 470 MHz at the gain factor 21 dB and off-band rejection of more than 60 dB at the frequencies of 395 MHz and 535 MHz. The upper boundary of ICP linearity equals 15 dBm. Hybrid-integral LNA circuit has 30×18×9 mm³ dimensions.

I. Introduction

Reception of a low signal from the satellite "Resurs O1-3" at 465 MHz is conducted within the frequency band, which is ultimately loaded with power signals (the sources of nonlinear distortion). The routine method of nonlinear distortion minimizing is insertion of a pass band filter (PBF) at the LNA input. Real PBF with acceptable selective parameters have 2,5÷3 dB losses. Using of such a filter will result in increasing of NF by 2÷2,5 dB. Noise factor increase is the main limitation for LNA preselectors application. It seems perspective to integrate PBF into the circuit and replace input/output matching circuits.

II. Main part

LNA is based on the circuit with common source and resonance matching circuits at the input/output of the transistor (Fig.1). VT-GaAs FET ATF10136 has good electric properties. Layout of microstrip filter (MSF) on a suspended substrate is presented in Fig.2. MSF consists of a substrate with high dielectric permeability equal to 80. At the outside there are microstrips, forming irregular quarter-wave resonators coupled electromagnetically with each other. The input MSF should have minimal losses, ensure maximum selectivity at minimal dimensions. It is impossible to meet these conditions simultaneously. Therefore, it is necessary to find an optimal solution. Optimization was carried out using "Microwave Office 2002" software. The losses in the pass band of simulated MSF are 0.4 dB. Two-element MSF is used as an output matching circuit. The main task of the output filter is to match the low impedance transistor drain with subsequent LNA cascades. As a result, LNA model has been designed with optimized input/output filters. Depicted in Fig.3 is layout of LNA on a ceramic substrate. LNA-active filter with 30×18×9 mm³ dimensions was produced using simulation results. Electric parameters were measured at $U_p = 5$ V and current drain of 22 mA. Presented in Fig.4 are the calculated and experimental gain curves. Signal suppression beyond the pass band at the transfer frequencies of 395 MHz and 535 MHz is not less than 60 dB with respect to maximum gain. The same figure presents noise factor dependence against frequency. NF calculated does not exceed 0.7 dB, and NF measured is 0.8 dB at the most. Fig.5 presents calculated dependences of input/output compression points. ICP is minimal within the pass band and is 15 dBm. At tuning out of the pass band it increases. The OCP dependence on frequency is more complicated. It reaches its maximum in the amplifier pass band at 22 dB.

III. Conclusion

LNA with the structure and characteristics of active MSF has been designed. The LNA has been produced using hybrid-integral technology and has good selective properties. At combination of narrow-band filter properties with those of low-noise amplifier, the designed LNA allows to decrease nonlinear distortions down to the safe level at low signals reception.