

МАЛОШУМЯЩИЙ МОДУЛЬ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ МОДУЛЯЦИОННОГО РАДИОМЕТРА

Сундучков И. К.
ОАО «НПП «Сатурн»
г. Киев, пр. Леся Курбаса, 2-Б
E-mail: Sun_ik11@ukr.net

Аннотация — В работе приводятся результаты разработки малошумящего усилителя в миллиметровом диапазоне длин волн: принципиальной схемы, методики и результатов испытаний. В диапазоне частот 35,5±37,5 ГГц коэффициент усиления был равен от 60,15±0,45 дБ до 56,15±0,55 дБ при изменении температуры окружающей среды от 10°С до 50°С соответственно. Эквивалентная шумовая температура на входе модуля в рабочем диапазоне частот составила 369±380 К.

I. Введение

Для современных радиометрических комплексов миллиметрового диапазона частот входные модули представляют собой важную и наиболее трудно реализуемую часть комплекса. Особенностью разработки таких модулей являются требования к параметрам и специфические методики их измерения.

II. Основная часть

Методы и результаты испытаний модуля.

Малошумящий модуль для модуляционного радиометра (МШММР) имеет в своем составе малошумящий усилитель, во входной цепи модулятор волноводный (7,2×3,4), в выходной цепи детектор и дифференциальный усилитель низкой частоты. МШУ «развязан» по входу волноводным вентилем (7,2×3,4) и имеет в своем составе кроме волноводно-полосковых переходов выходной и два входных усилительных каскадов. Выходной усилительный каскад построен на микросхеме СНА2394. В качестве вторичного источника питания для него используется стабилизатор напряжения, который одновременно запитывает два стабилизатора тока для первых двух каскадов МШУ. Это позволяет более точно выставить рабочие точки на характеристиках транзисторов МШУ и обеспечить более высокую стабильность коэффициента усиления (K_u) каскадов усилителя в широком температурном диапазоне окружающей среды. Схема принципиальная электрическая входных каскадов МШУ приведена на рис.1. Усилительные каскады выполнены на транзисторах ЕС 2612ф.UMS (VT_1, VT_2) включенные по схеме с общим истоком. Между каскадами роль развязки по постоянному току выполняют «связанные» микрополосковые линии. Длина области связи $\lambda/4$ имеет потери меньше 0,05 дБ.

Четвертьволновые отрезки микрополосковых линий выполняют вместе с емкостями роль фильтров нижних частот. Разомкнутые шлейфы длиной $\lambda/4$ имеют нулевое сопротивление на входе шлейфа, которое трансформируется через отрезок линии длиной $\lambda/4$ бесконечно-большое сопротивление в точке соединения с транзистором.

Настройка каскадов МШУ заключается в выборе по постоянному току рабочей точки транзисторов, в подборе элементов фильтров, включая определение длин микрополосковых линий и шлейфов.

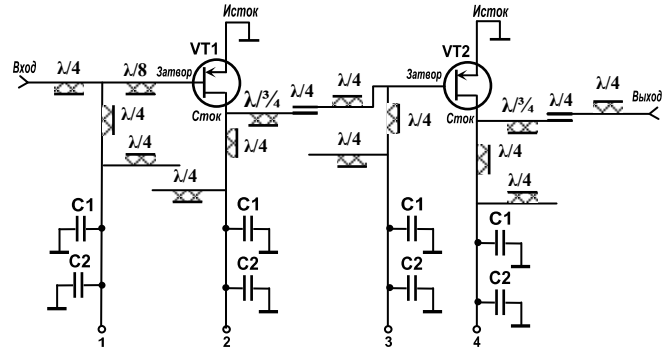


Рис. 1. Схема принципиальная электрическая двухкаскадного малошумящего усилителя.

Fig. 1.

Результаты измерений неравномерности коэффициента усиления в рабочей полосе частот приведены на рис.2, где отмечен диапазон рабочих частот (МШММР) равный 35,5±37,5 ГГц. Из рисунка АЧХ K_u МШММР следует, что максимальная величина K_u в полосе рабочих частот равна 60,6 дБ, а минимальная 59,7 дБ.

Неравномерность коэффициента усиления МШММР равна $\Delta K_u=0,9$ дБ. Заграждение вне полосы рабочих частот при отстройке на ± 1 ГГц от края полосы рабочих частот МШММР составило больше чем -30дБ.

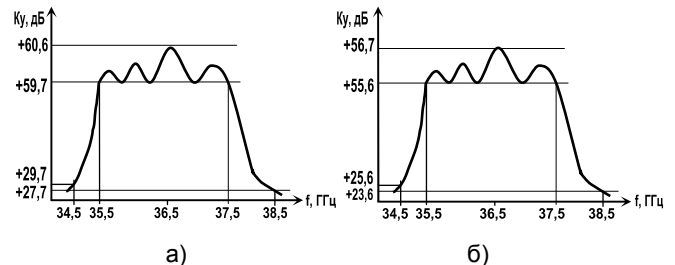


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика МШММР

- а) АЧХ K_u [дБ] при температуре окружающей среды равной +10°С;
б) АЧХ K_u [дБ] при температуре окружающей среды равной +50°С.

Fig. 2. Gain-frequency description of MSHMMR

- а) АСНKH K_u [db] at an ambient of equal temperature +10°С;
б) АСНKH K_u [db] at an ambient of equal temperature +50°С.

При шумовом сигнале $\Delta P = \Delta T \cdot k \cdot \Delta f$, $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ чувствительность можно записать $V_0 = K_0 \cdot k \cdot \Delta f$. При полосе $\Delta f = 2 \text{ ГГц} = 2 \cdot 10^9 \text{ Гц}$ и $K_0 = 10^{11} \text{ [В/Вт]}$ получим: $V_0 = 10^{11} \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 2 \cdot 10^9 = 2,76 \cdot 10^{-3}$.

Структурная схема измерителя общего коэффициента V_0 приведена на рис.3. Здесь: 1, 2 – два источника шума; 3 – испытуемый модуль; 4 – блок питания и управления модулем; 5 – регистратор переменного

напряжения, например, осциллограф С1-83. Поскольку, при реализации этой методики испытаний не нужны абсолютные значения $T_{ш}$ источников шума, достаточно знать «ступеньку» $\Delta T_{ш} = T_{ш2} - T_{ш1}$. Поэтому в качестве источника шума может быть использована согласованная нагрузка нагретая до определенной физической температуры $T_{ф}$ и ее $T_{ш} \approx T_{ф}$. Таким образом можно считать для одной согласованной нагрузки нагретой до двух температур $T_{ф1}$ и $T_{ф2}$ будем иметь $\Delta T_{ш} = \Delta T_{ф} [K]$.

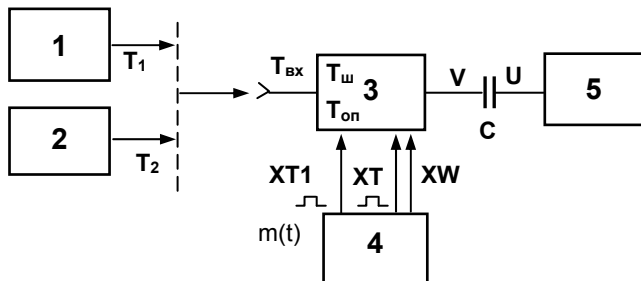


Рис. 3. Структурная схема измерителя коэффициента B_0

Fig. 3. Flow diagram of measuring device of coefficient B_0

Методика измерения включает в себя подключение испытуемого модуля в схему согласно рисунка 3, включение питания модуля и подачу на вход его модулятора управляющего сигнала формы «меандр».

Измерение коэффициента $B_0 = \Delta U / \Delta T$ заключается в поочередной подаче на вход модуля двух шумовых сигналов $T_{ш1}$ и $T_{ш2}$ и измерении соответствующих выходных переменных напряжений U_1 и U_2 . Вычисленный коэффициент B_0 равен

$$B_0 = \Delta U / \Delta T = (U_2 - U_1) [V] / (T_{ш2} - T_{ш1}) [K] = (U_2 - U_1) / (T_{ф2} - T_{ф1}) [V/K]$$

Измеренные некоторые остальные параметры модуля были равны: $K_0 = 5,2 \pm 4,0 \cdot 10^{10}$ [В/Вт]; $KCB_n \leq 1,5$; питающее напряжение $\pm 6V$; потребляемый ток 250mA; габаритные размеры модуля [мм]: $38 \times 100,4 \times 38$.

III. Заключение

Приведенные параметры вполне отвечают требованиям, предъявляемым к маломощным модулям модуляционного радиометра миллиметрового диапазона. Достаточно высокие параметры удалось получить благодаря специальной конструкции и технологии создания двухкаскадного маломощного усилителя.

IV. Список литературы

- [1] *Маломощный модуль для модуляционного радиометра (МШММР). Программа и методики испытаний* Э140.09.10.01.00.00ПМ. 2010 г. С.-10.

MILLIMETER-WAVE LOW-NOISE MODULE OF FOR A MODULATION RADIOMETER

Sunduchkov I. K.
JSC «NPP «Saturn»
Kiev, pr. Lesya Kurbasa, 2-b,
E-mail: Sun_ik11@ukr.net

Abstract — The paper presents the results of the development of low-noise modules operating in the millimeter wavelength range: electrical schematic diagram of a low-noise amplifier (LNA); methods and results of tests of the module's key parameters. At operating frequencies of 35.5 ± 37.5 GHz the module's gain was equal to 60.15 ± 0.45 dB to 56.15 ± 0.55 dB at the ambient temperature ranging from $10^\circ C$ to $50^\circ C$ respectively. The noise equivalent temperature of the module's input at operating frequencies was 369 ± 380 K.

I. Introduction

For modern millimeter frequency radiometric complexes the input modules are an important and difficult-to-realize components of the whole device. The development of these modules are characterized by the strict requirements for the parameters and the specific methodology for their measurement.

II. Main Part

The results and methods of module testing.

A low-noise module for the modulation radiometer (MSHMMR) incorporates a low-noise amplifier, a waveguide modulator in the input circuit (7.2×3.4), a detector and a differential low-frequency amplifier in the output circuit. The power amplifier is built on a chip SNA2394. As a secondary power source, a voltage regulator is used, which also feeds two current stabilizer for the first two stages of LNA. This allows us to set more accurately the operating point on the characteristics of the transistor LNA and to ensure greater stability of the gain (Ku) of the amplifier over a wide temperature range of the environment.

The amplifier stages are made on transistors EC 2612ф.UMS (VT_1, VT_2). The role of direct-current decoupling between the stages are played by "coupled" microstrip lines. The length of the coupling region $\lambda / 4$ has the losses of less than 0.05 dB.

If the noise signal is $\Delta P = \Delta T \cdot k \cdot \Delta f$, $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ the sensitivity may be written as $B_0 = K_0 \cdot k \cdot \Delta f$. If the bandwidth is $\Delta f = 2GHz = 2 \cdot 10^9 Hz$ and $K_0 = 10^{11}$ [V/W] then: $B_0 = 10^{11} \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 2 \cdot 10^9 = 2.76 \cdot 10^{-3}$.

The measurement of $B_0 = \Delta U / \Delta T$ is alternately applied to the input module of the two noise signals and T_{n1} T_{n2} and determining the corresponding output ac voltages U_1 and U_2 . The calculated coefficient is $B_0 = \Delta U / \Delta T = (U_2 - U_1) [V] / (T_{n2} - T_{n1}) [K] = (U_2 - U_1) / (T_{ф2} - T_{ф1}) [V/K]$.

Some other measured module parameters were: $K_0 = 5,2 \pm 4,0 \cdot 10^{10}$ [V/W]; $KCB_n \leq 1,5$; supply voltage is $\pm 6V$; consumption current is 250mA; dimensions of the module [mm] are: $38 \times 100,4 \times 38$.