

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

Институт информационных технологий и радиоэлектроники
Кафедра радиотехники и радиосистем

Гаврилов В.М.

**«ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ И
АНТЕНН»**

Виртуальные лабораторные работы
Методические указания

Методические указания к виртуальным лабораторным работам по
дисциплине
«Проектирование микроэлектронных устройств и антенн»
для студентов ВлГУ,
обучающихся по направлению
11.03.01 Радиотехника

Владимир 2015

Учебно-исследовательская работа 1

Транзисторные усилители СВЧ.

Цель работы

Ознакомление с методом аналитического синтеза транзисторных усилителей СВЧ на основе матрицы рассеяния транзистора.

Краткие теоретические сведения

Общие сведения. В настоящее время имеется широкий класс транзисторов, обладающих хорошими шумовыми и усилительными свойствами, и способных работать в диапазоне СВЧ. На основе этих транзисторов разрабатываются малошумящие усилители (МШУ) и усилители промежуточной частоты (УПЧ) для приемных устройств спутникового телевидения. Транзисторные усилители, в отличие от усилителей на параметрических и туннельных диодах являются нерегенеративными, поэтому обеспечить их устойчивую работу значительно проще, чем, например, усилителей на туннельных диодах. Кроме того, транзисторы СВЧ обладают невзаимными (в первом приближении) свойствами, поэтому транзисторный усилитель в принципе может включаться в радиотракт без внешних развязывающих устройств. В усилителях СВЧ применяются, как биполярные (германиевые и кремниевые), так и полевые транзисторы с затвором типа барьера Шоттки (на кремнии и арсениде галлия). Германиевые биполярные транзисторы позволяют получить меньший коэффициент шума, чем кремниевые, однако, последние более высокочастотные. Полевые транзисторы превосходят биполярные по усилительным свойствам и могут работать на более высоких частотах, особенно арсенид-галлиевые. Шумовые характеристики на относительно низких частотах лучше у биполярных, а на более высоких частотах – у полевых. Недостатком полевых транзисторов являются высокие входные и выходные сопротивления, что затрудняет широкополосное согласование (ШПС). Теоретический предел усиления по частоте биполярного транзистора 10...15 ГГц, а полевых транзисторов на арсениде галлия 90 ГГц. Биполярные транзисторы обычно применяют на частотах до 4..5 ГГц, полевые транзисторы - на частотах выше 8 ГГц. В настоящее время транзисторные усилители СВЧ изготавливают в основном в виде гибридных интегральных схем (ИС) на диэлектрических подложках с активными навесными элементами. Усилители в виде полупроводниковых ИС пока еще имеют большой коэффициент шума и недостаточную повторяемость параметров. Подложки гибридных ИС усилителей СВЧ выполняются из керамики, сапфира, кварца и др. Транзисторы используются

как в корпусном, так и бескорпусном исполнении. Бескорпусные транзисторы имеют минимальные величины паразитных элементов. Бесструктурные модели транзистора СВЧ. В основу расчета и анализа транзисторного усилителя СВЧ положена модель транзистора. Это может быть структурная (физическая) модель, т.е. эквивалентная схема транзистора, либо бесструктурная модель, представляющая транзистор в виде эквивалентного четырехполюсника.

Преимуществом структурной модели является высокая информативность.

Эквивалентная схема характеризует поведение транзистора в диапазоне частот и позволяет устанавливать связь между ее элементами и характеристиками транзистора. Бесструктурная модель транзистора менее информативна, однако она более точна, т.к. ее параметры могут быть установлены путем натуральных измерений. Расчет усилителей СВЧ принято проводить с использованием бесструктурной модели транзистора в S-параметрах. При необходимости бесструктурная модель может быть заполнена структурной моделью. Обе модели взаимосвязаны: по S-параметрам транзистора, измеренным в диапазоне частот можно определить элементы эквивалентной схемы и наоборот, известная эквивалентная схема позволяет рассчитать S-параметры на любой частоте.

Устойчивость транзисторных усилителей СВЧ.

Транзисторный усилитель СВЧ может обеспечить заданные электрические характеристики (K_p , Γ_1 , Γ_2), если транзистор правильно нагружен, т.е. если сопротивление сигнала и нагрузки в транзистора имеют вполне определенные значения. Сопротивление реального источника сигнала и нагрузки, как правило, равны 50 Ом, поэтому усилитель должен включать в себя согласующие цепи, осуществляющие трансформацию сопротивлений. В соответствии с этим структурная схема усилителя может быть представлена в виде, изображенной на рисунке.

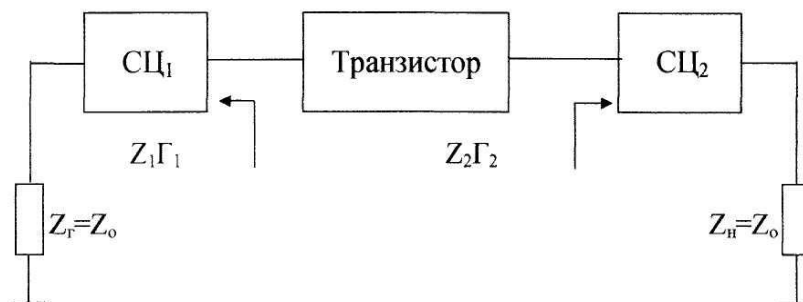


Рис.1

Здесь СЦ₁ и СЦ₂ – согласующие цепи на входе и выходе усилителя. СЦ₁ трансформирует сопротивление реального источника сигнала $Z_r=Z_0$ в

сопротивление z_1 в плоскости транзистора, а СЦТ трансформирует $z_n=z_0$ в z_2 . Структурная схема усилителя, представленная на рисунке является простейшей. При необходимости она может быть дополнена другими цепями, например, осуществляющими выравнивание амплитудно-частотной характеристики усилителя (при широкой полосе пропускания). При расчете транзисторного усилителя СВЧ большое значение имеет обеспечение его устойчивости, которое определяется S-параметрами и синтезированными импедансами источника и нагрузки. Самовозбуждение возможно в том случае, когда на входе или на выходе, или и на входе и на выходе одновременно имеется отрицательное сопротивление. Наличие отрицательного сопротивления соответствует значению S_{11} или S_{22} больше единицы. Однако и при отрицательных сопротивлениях усилитель может оказаться устойчивым. Введем понятие безусловной и условной устойчивости усилителя. Усилитель считается безусловно устойчивым в заданном диапазоне частот, если он не возбуждается в этом диапазоне при любых сопротивлениях пассивных внешних нагрузок (z_1 и z_2). Если существуют нагрузки, способные привести усилитель к самовозбуждению, то он является условно устойчивым. В безусловно устойчивом усилителе активные составляющие входного и выходного сопротивлений транзистора должны оставаться положительными при любых нагрузочных сопротивлениях z_1 и z_2 соответственно, если активные составляющие последних также положительны. Можно показать, что для безусловной устойчивости усилителя необходимо и достаточно выполнение следующих соотношений [1]:

$$\begin{aligned} |S_{12} S_{21}| &< 1|S_{11}|^2, \\ |S_{12} S_{21}| &< 1|S_{22}|^2, \\ 2|S_{12} S_{21}| &< 1+|\Delta|^2-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Последнее неравенство принято записывать в виде $K_y > 1$, где параметр

$$K_y = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (2)$$

- называется коэффициентом устойчивости.

Условие $K_y > 1$, являющееся необходимым, но недостаточным условием безусловной устойчивости усилителя, означает, что возможно одновременное комплексно-сопряженное согласование на входе и выходе транзистора при $K_{p\text{макс}}$. При $K_y < 1$ транзистор можно согласовать только с одной стороны при заданном K_p . Случай $K_y = 1$ является предельным, когда двустороннее согласование возможно. Условие безусловной устойчивости иногда записывают в виде

$$K_y > 1, B_1 > 0, B_2 > 0, \quad (3)$$

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2, \quad (4)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2, \quad (5).$$

Однако такая форма записи, хотя и удобна, но не является обыкновенной. В [1] показано, что если первое из неравенств (1) выполняется, то всегда $B_2 > 0$, а при выполнении второго неравенства (1) всегда $B_1 > 0$. Обратное же утверждение не справедливо, т.е. B_1 и B_2 могут быть положительными и при нарушении соответствующих неравенств(1). Поэтому соотношениями (3) можно пользоваться лишь после их проверки с помощью(1). Нарушение любого из неравенств (1) делает усилитель потенциально неустойчивым, т.е. при отрицательных сопротивлениях сигнала и нагрузки он может возбуждаться.

В случае потенциально неустойчивого усилителя важно определить область допустимых сопротивлений входной и выходной нагрузок в плоскости транзистора, при которых усилитель будет работать устойчиво. Если выходная (входная) нагрузка выбрана правильно, то активная составляющая выходного (входного) сопротивления транзистора будет положительной и модуль коэффициента отражения (K_0) на его входе (выходе) будет меньше единицы. Для обеспечения устойчивости усилителя можно воспользоваться графическими построениями на базе диаграммы полных сопротивлений [2].

Известно, что все возможные сопротивления пассивной нагрузки (и, соответственно, K_0) заключены внутри круговой диаграммы полных сопротивлений. Условимся называть круговую диаграмму, относящуюся к входной (выходной) нагрузке, плоскостью входной (выходной) нагрузки.

Найдем на плоскости выходной нагрузки область допустимых сопротивлений, при которых активная составляющая входного сопротивления транзистора считается положительной. В [2] показано, что границей области допустимых сопротивлений выходной нагрузки является окружность (окружность устойчивости), радиус ρ_{s2} которой и координата центра относительно центра \odot_{s2} круговой диаграммы определяется соотношениями:

$$r_{si} = \frac{C_i^*}{D_i}; \quad \rho_{si} = \left| \frac{S_{12} S_{21}}{D_i} \right|, \quad (6)$$

где

$$C_i = S_{ii} - \Delta S_{jj}^*, \quad D_i = |S_{ii}|^2 - |\Delta|^2, \quad (7)$$

$i=2, j=1$.

Аналогично определяется область допустимых сопротивлений входной нагрузки, при которой активная составляющая выходного сопротивления транзистора является положительной. Граница этой области - окружность устойчивости на плоскости входной нагрузки - задается координатой центра r_{s1} и радиусом ρ_{s1} , определяется формулами(6) при $i=1, j=2$. Возможны 6

различных случаев расположения окружностей устойчивости относительно круговой диаграммы, определяющей все возможные сопротивления нагрузки (Рис.2). Для определенности полагается, что окружность устойчивости построена на плоскости выходной нагрузки. Область допустимых сопротивлений нагрузки может находиться внутри или вне окружности устойчивости. Это зависит от расположения этой окружности относительно центра круговой диаграммы, который соответствует режиму согласования и всегда принадлежит области устойчивости. Поэтому, если окружность устойчивости не охватывает центр круговой диаграммы, т.е. если $|r_{s2}| > \rho_{s2}$, то область допустимых сопротивлений находится вне этой окружности (левые рисунки), в противном случае- внутри окружности (правые рисунки).

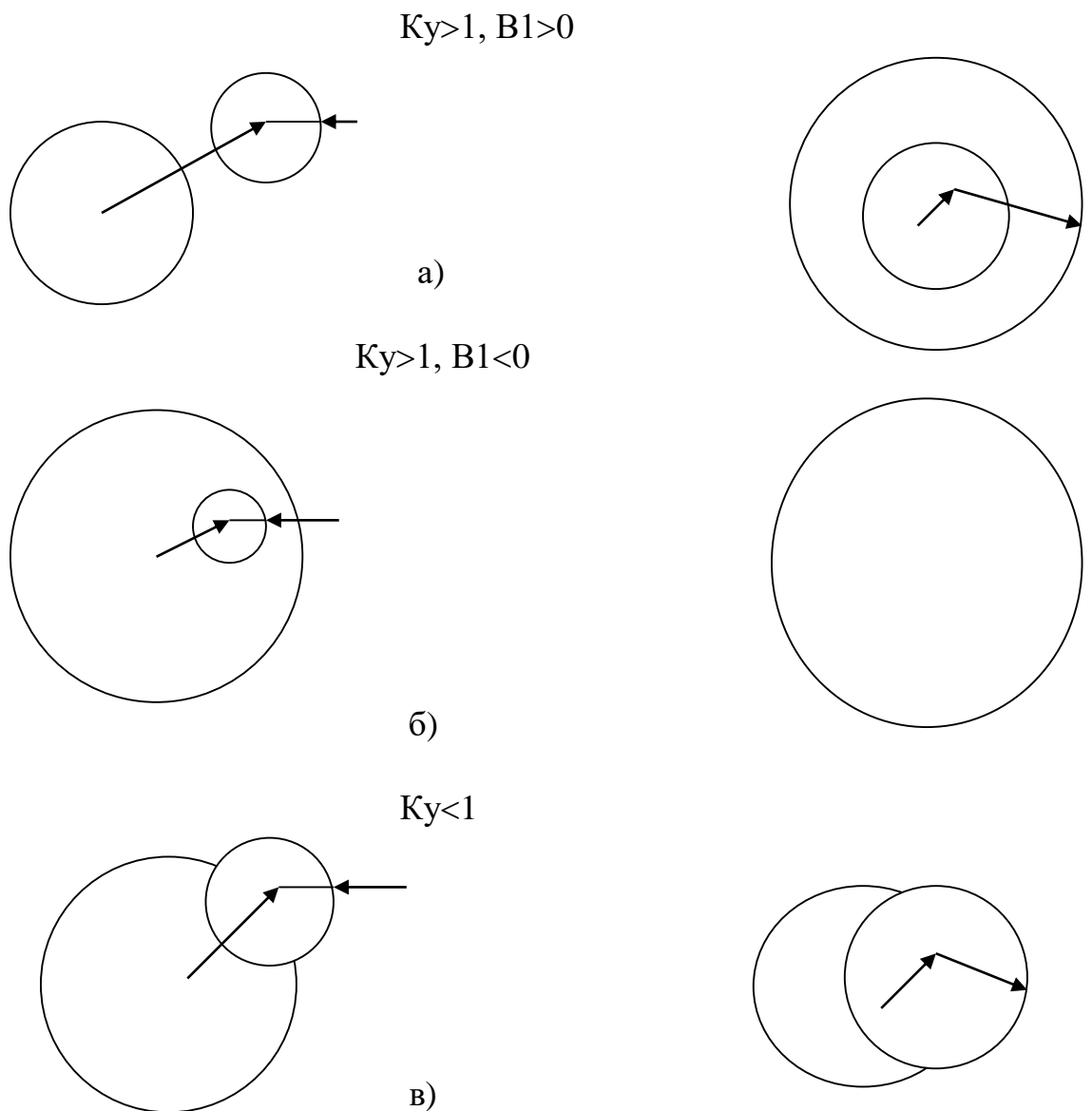


Рис. 2

Диаграммы на рисунке а) соответствует безусловно устойчивым усилителям; область недопустимых сопротивлений нагрузки расположена за пределами круговой диаграммы. Остальные случаи соответствуют случаям потенциальной неустойчивости. Аналогичный вид имеют окружности устойчивости и на плоскости входной нагрузки. Построив окружности входной и выходной нагрузки, можно создать устойчиво работающий усилитель.

Расчет узкополосных усилителей графоаналитическим методом. Расчет усилителя начинается с выбора транзистора, схемы его включения и определения (измерения) S-параметров транзистора в условиях, максимально приближенных к реальным. Усилитель с узкой полосой пропускания, не превышающий несколько процентов, рассчитывается на центральной частоте рабочего диапазона. Определяются его устойчивость, коэффициент усиления по мощности, коэффициент шума и амплитудно-частотная характеристика. По известным S-параметрам транзистора с помощью формулы(2) вычисляют K_u . При $K_u < 1$ усилитель потенциально неустойчив. Если $K_u > 1$, проверяют, выполняется ли остальные два неравенства условий (1). При нарушении хотя бы одного из них усилитель также потенциально неустойчив.

Расчет усилителя на заданный K_p включает в себя следующие этапы:

- 1) определение сопротивлений источника сигнала z_1 и нагрузки z_2 в плоскости транзистора, при которых обеспечивается K_p ;
- 2) расчет согласующих цепей, трансформирующих сопротивление z_1 и z_2 ($z_1 = z_2 = 50 \text{ Ом}$) соответственно в z_1 и z_2 в плоскости транзистора.

Режим двустороннего согласования при $K_v > 1$. При одновременном согласовании на входе и выходе транзистора K_p безусловно устойчивого транзистора ($B_i > 0$) получается максимальным ($K_{p\text{max}}$), а потенциально неустойчивого ($B_i < 0$) – минимальным ($K_{p\text{min}}$) определяя сопротивление источника сигнала в плоскости транзистора, при которых реализуется режим двустороннего согласования, и получим выражение для K_p в этом режиме.

При двустороннем согласовании модули K_o на входе и выходе полученного транзистора равны нулю. При этом K_o от нагрузки в плоскости транзистора, как показано в [1], определяются соотношениями

$$\Gamma_{1m} = \frac{B_1 \mp \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad , \quad (8)$$

$$\Gamma_{2m} = \frac{B_2 \mp \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad . \quad (9)$$

Где B_1, B_2, C_1, C_2 определяются формулами (4), (5), (7). Знак (-) соответствует случаю $B_i > 0$, знак (+) – случаю $B_i < 0$ ($i=1$ для (8), $i=2$, для (9)).

Из (8), (9) следует, что при двустороннем согласовании КО связаны между собой соотношениями

$$\Gamma_{1ш} = \left[\frac{S_{11} - \Gamma_{2ш} \Delta}{1 - \Gamma_{2ш} S_{22}} \right]^* \quad , \quad (10)$$

$$\Gamma_{2ш} = \left[\frac{S_{22} - \Gamma_{1ш} \Delta}{1 - \Gamma_{1ш} S_{11}} \right]^* \quad . \quad (11)$$

По известным K_O от нагрузок в плоскости транзистора можно определить сопротивления нагрузок

$$Z_{iш} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{iш}}{1 - \Gamma_{iш}}, \quad i=1,2 \quad . \quad (12)$$

Входное $Z_{вх}$ и выходное сопротивление транзистора при нагрузках $Z_{1м}$ и $Z_{2м}$ обеспечивающих режим двустороннего согласования, равны: $Z_{вх} = Z_{1м}^*$, $Z_{вых} = Z_{2м}^*$.

Найдем коэффициент усиления по мощности при двустороннем согласовании, для чего подставим в

$$K_{рном} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_2|^2)}{|1 - \Gamma_1 S_{11} - \Gamma_2 S_{22} + \Gamma_1 \Gamma_2 \Delta|}, \quad (13)$$

выражения (8), (9) для K_O , $\Gamma_{1м}$ и $\Gamma_{2м}$.

В результате получим:

для безусловно устойчивого усилителя ($B_i > 0$)

$$K_{рmax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K_y - \sqrt{K_y^2 - 1} \right); \quad (14)$$

для потенциально неустойчивого ($B_i < 0$)

$$K_{рmin} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left(K_y + \sqrt{K_y^2 - 1} \right). \quad (15)$$

С уменьшением коэффициента устойчивости K_y коэффициент усиления $K_{рmax}$ безусловно устойчивого усилителя возрастает и при $K_y = 1$ достигает наибольшего значения

$$K_{рmax} = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right|. \quad (16)$$

Режим фиксированного усилителя в безусловно устойчивом усилителе. Пусть в безусловно устойчивом усилителе нужно получить $K_p < K_{рmax}$, определяемого

соотношением (14). Уменьшение K_p можно добиться, вводя рассогласование на входе и (или) выходе транзистора. Обычно, согласование на входе сохраняют, а низкий K_p получают с помощью выходной нагрузки. Все сопротивления нагрузки, обеспечивающие необходимый K_p при условии согласования по одному из выходов транзистора (на другом выходе нагрузка и КО определяются требуемым K_p), на “окружности постоянного усилителя”. Положение центра r_{g2} и радиус ρ_{g2} этой окружности на плоскости выходной нагрузки задаются следующими соотношениями (при $i=2$)

$$r_{gi} = \frac{g}{1 + D_{ig}} C_i^* ;$$

$$\rho_{gi} = \frac{\left(1 - 2K_y |S_{12} S_{21}| g + |S_{12} S_{21}|^2 g^2\right)^{\frac{1}{2}}}{1 + D_{ig}} , \quad (17)$$

где $g = \frac{K_p}{|S_{21}|^2}$; C_i, D_i определяются формулами (7).

Нагрузку z_2 на окружности постоянного усиления можно выбрать произвольно. Однако целесообразно остановиться на таком сопротивлении, которое характеризуется наименьшим КО (т.е. минимальным $|\Gamma_2|$). Это сопротивление находится в точке пересечения окружности постоянного усиления с прямой, соединяющей центр этой окружности с центром круговой диаграммы.

Определив по круговой диаграмме r_2 и z_2 с помощью соотношения (11) рассчитаем Γ_{1m} от входной нагрузки из условия сопротивления на выходе транзистора. По известному Γ_{2m} определим с помощью круговой диаграммы или по формуле (12) сопротивление источника сигнала в плоскости транзистора z_{1m} .

Коэффициент усиления K_p можно получить соответствующим выбором выходной нагрузки при условии согласования на выходе транзистора, по этот случай применяется значительно реже.

Режим фиксированного усиления в потенциально неустойчивом усилителе. В потенциально неустойчивом усилителе при $K_y > 1$ можно получить любой K_p , больший $K_{p\text{мин}}$, соответствующий режиму двустороннего сопряженного согласования на выходе или входе транзистора (или одновременно на входе и выходе).

При $K_y < 1$ режим двустороннего согласования неосуществим и выражение для $K_{p\text{мин}}$ (15) теряет смысл. Однако одностороннее согласование возможно. В случае $K_y < 1$ можно получить принципиально любой K_p . В потенциально неустойчивом усилителе требуемый K_p реализуют, как правило, выбором выходной нагрузки при согласовании на выходе транзистора.

Расчет начнем с построения окружности устойчивости входной и выходной нагрузок на круговой диаграмме полученных сопротивлений. Координата центра r_{si} и радиус ρ_{si} окружности устойчивости задаются формулами (6) (при $i=1$ для входных нагрузок и при $i=2$ для выходной).

Затем на той же круговой диаграмме построим окружность постоянного усиления, которое соответствует выходной нагрузке. Положение центра Γ_{g2} и радиус ρ_{g2} определяются соотношениями (17) при $i=2$. Подчеркнем, что центры окружностей постоянного усиления лежат на прямой, соединяющей центр окружности устойчивости с центром круговой диаграммы. На окружности постоянного усиления можно выбрать любое сопротивление z_2 , не попадающее в область неустойчивости выходной нагрузки. Желательно, что бы модуль соответствующий КО $|\Gamma_2|$ был возможно меньшим. Определив z_2 и Γ_2 , по формуле (11) вычислим Γ_{1M} от входной нагрузки при условии согласования на входе транзистора. По известному Γ_{1M} определим z_{1M} и проверим, не попало ли оно в область неустойчивости входной нагрузки. Если выбор выходной нагрузки оказался неудачным расчет следует повторить. Расчет согласующих цепей, трансформирующих сопротивление источника (генератора) Z_G и нагрузки Z_H в сопротивление z_1 и z_2 , выполняется по известным методикам узкополосного согласования.

Синтез транзисторного усилителя СВЧ

Упрощенная принципиальная электрическая схема транзисторного усилителя СВЧ приведена на рисунке 3.

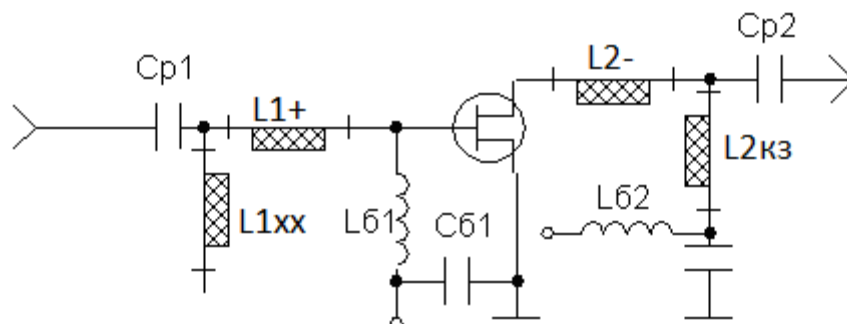


Рис.3

Расчёт усилителя выполняется с помощью программы «АМР».

В качестве исходной информации используется матрица рассеяния транзистора на средней частоте и волновое сопротивление линии передачи. Пусть $f_{cp} = 5 ГГц$ и $Z_0 = 50 Ом$.

Таблица 1. Справочные данные и малосигнальные S-параметры полевого транзистора АП326А-2

f , ГГц	S_{11}		S_{12}		S_{21}		S_{22}	
	$ S_{11} $	$\varphi_{11}, град$	$ S_{12} $	$\varphi_{12}, град$	$ S_{21} $	$\varphi_{21}, град$	$ S_{22} $	$\varphi_{22}, град$
2.0	0.96	-62	0.04	44	1.86	124	0.63	-32
3.0	0.95	-84	0.045	28	1.84	102	0.82	-51

4.0	0.94	-106	0.05	8	1.76	78	0.81	-68
5.0	0.88	-129	0.05	-4	1.65	57	0.76	-84
6.0	0.86	-150	0.06	-14	1.56	42	0.72	-92
8.0	0.83	-180	0.06	-41	1.37	0	0.67	-128
10.0	0.78	154	0.07	-54	1.28	-28	0.58	-165
14.0	0.72	108	0.12	-134	1.64	-94	0.24	148

В Таблице1 выделим матрицу рассеяния транзистора на средней частоте:

$S_{11}=0.88 \text{ e-}129$;

$S_{12}=0,05 \text{ e-}4$;

$S_{21}=1,65 \text{ e}57$;

$S_{22}=0,76 \text{ e-}84$,

и введем ее в программу.

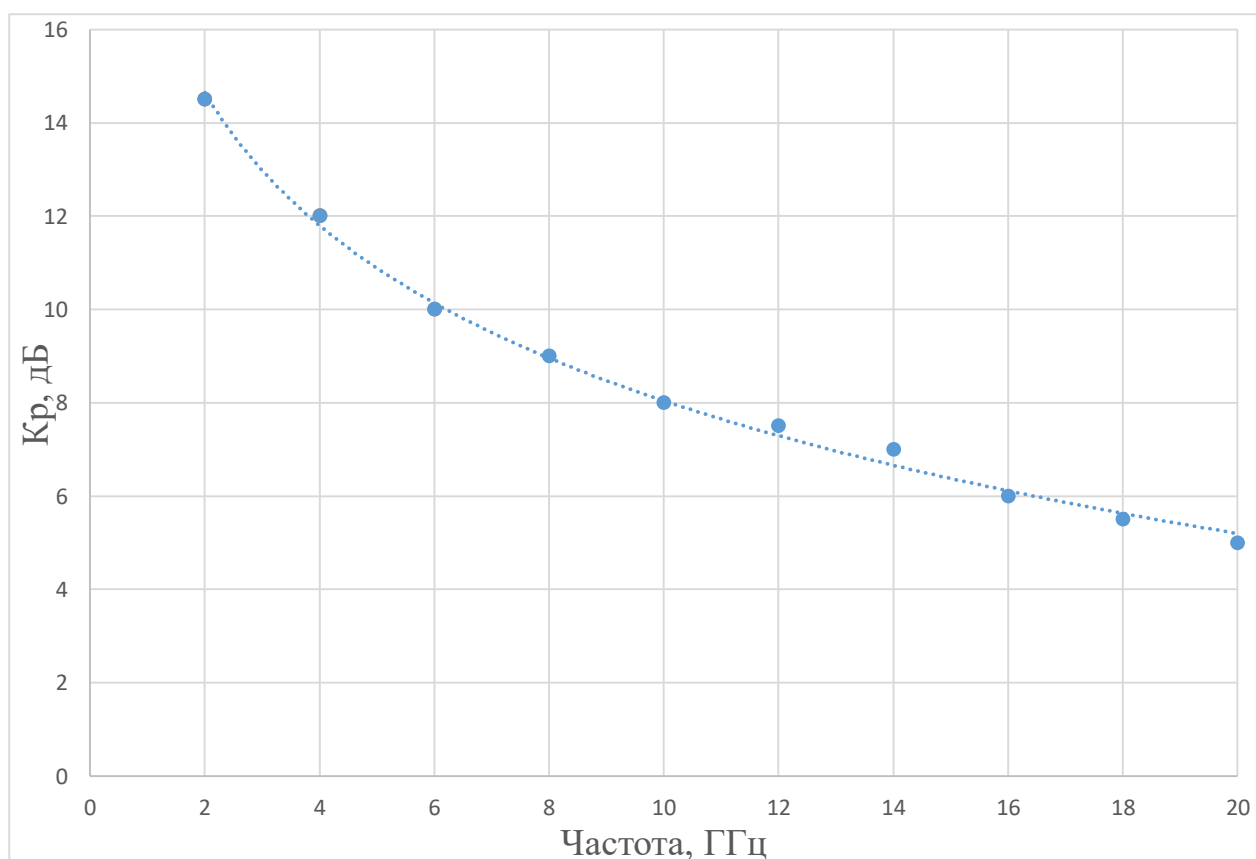


Рис.4

Предварительный расчет позволяет получить следующую информацию: усилитель потенциально неустойчив, $K_y=0,665$. В этом случае программой предлагается выбрать желаемый коэффициент усиления по мощности. Используя типовой график зависимости K_p от частоты для транзистора АП326А-2 (Рис.4), выбираем $K_p = 12,6$ на частоте $f_{cp} = 5 \text{ ГГц}$. В

результате последующих вычислений программой предлагается четыре варианта трансформирующих схем на входе и выходе транзистора, в том числе приведенные на Рис.3.

Для отрезков микрополосковой линии, входящих в схему Рис.3, получены следующие значения электрической длины:

$$\beta L_1^{xx} = 1,308$$

$$\beta L_1^+ = 0,690$$

$$\beta L_2^{k3} = 1,517$$

$$\beta L_2^- = 2,995$$

Анализ транзисторного усилителя СВЧ

Анализ проводится с помощью программы Макет [4], где транзистор представляется частотно-зависимым четырехполюсником, с известной матрицей рассеяния.

На Рис.5 показана формализованная схема СВЧ усилителя, приведенного на Рис.3, составленная из библиотечных четырехполюсников программы Макет.

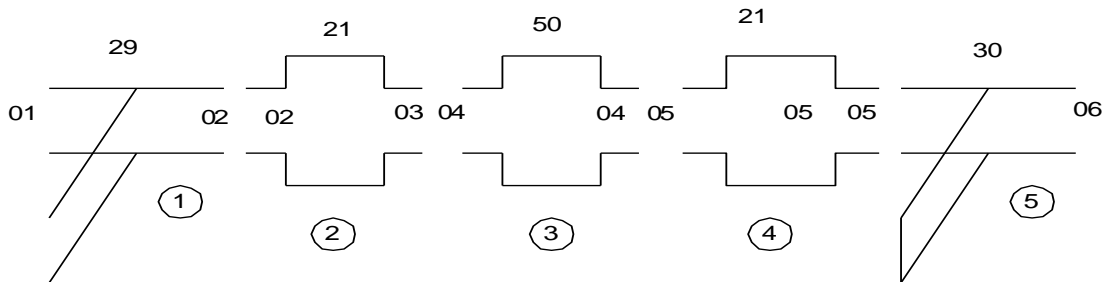


Рис.5

Входные данные программы Макет образуют следующие последовательности:

- средняя, нижняя, верхняя частоты, МГц: 5000, 4000, 6000;
- количество частотных точек: 03;
- количество элементов в формализованной схеме: 005;
- последовательность соединения элементов
01,02,03,04,05;
- библиотечные номера элементов
29,21,50,21,30;
- параметры элементов на средней частоте без учета потерь
1,308;0,0;1,0;0,691;0,0;1,0;2,0;3,002;0,0;1,0;1,517;0,0;1,0;
- нумерация входов элементов
01,02,02,03,03,04,04,05,05,06.

Последовательно вводя из Таблицы 1 матрицу рассеяния частотно-зависимого четырехполюсника для выделенных частот, получим соответствующую матрицу рассеяния всего усилителя:

0.9400,-106. 1.7600,78.00 .05000,8.000 .81000,-68.0

F= 4000.000 МГц

.966-170 .039-146

1.383 -76 .899 55

0.8800,-129. 1.6500,57.00 .05200,-4.00 .76000,-84.0

F= 5000.000 МГц

.005 107 .112 85

3.550 146 .805 -88

0.8600,-150. 1.5600,42.00 .05600,-14.0 .72000,-92.0

F= 6000.000 МГц

1.000-179 .000 -51

.004 4 .687-142

Используя элементы матрицы рассеяния усилителя вычисленные для трех частот, в качестве опорных точек для последующей интерполяции построены зависимости соответствующих элементов матрицы по модулю в заданном диапазоне частот: Рис.6,7,8,9.

На Рис.10 приведена частотная зависимость коэффициента усиления ($K_p = |S_{21}|^2$) синтезированного усилителя.

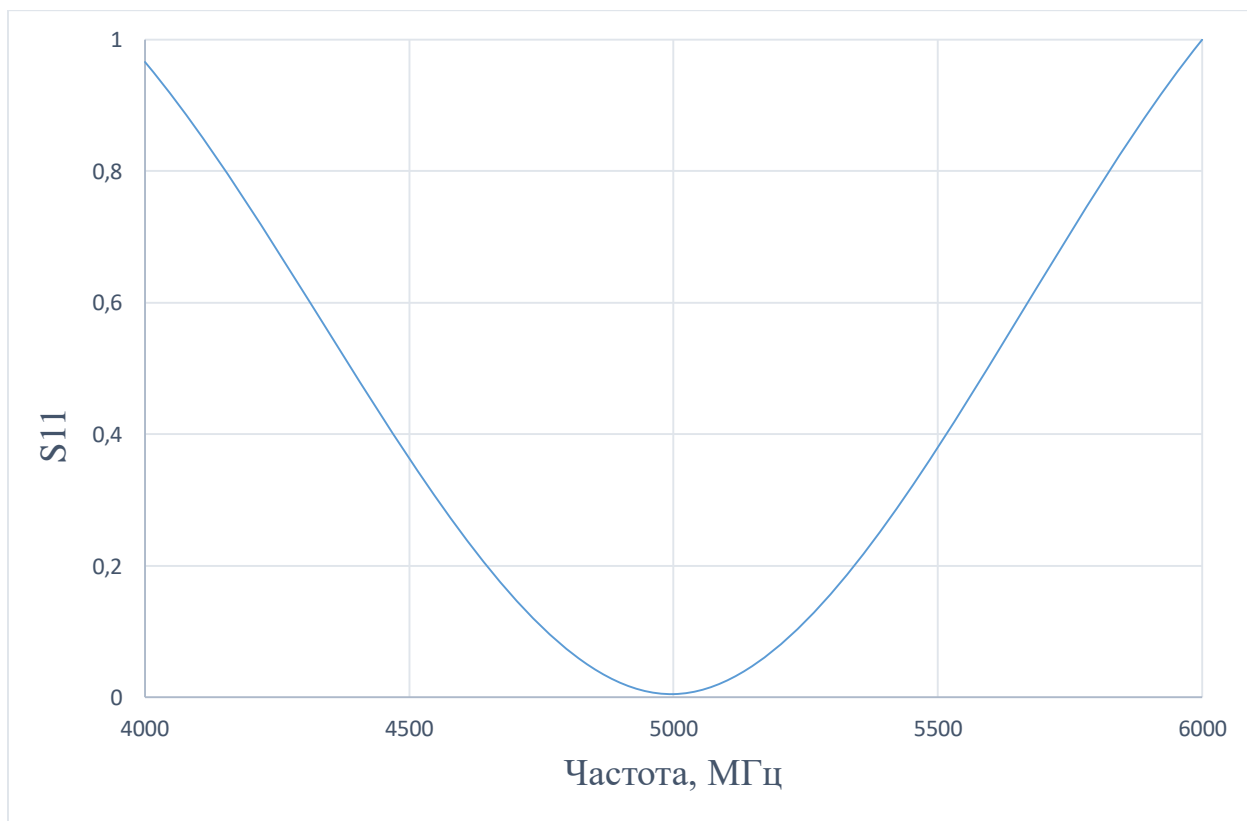


Рис.6

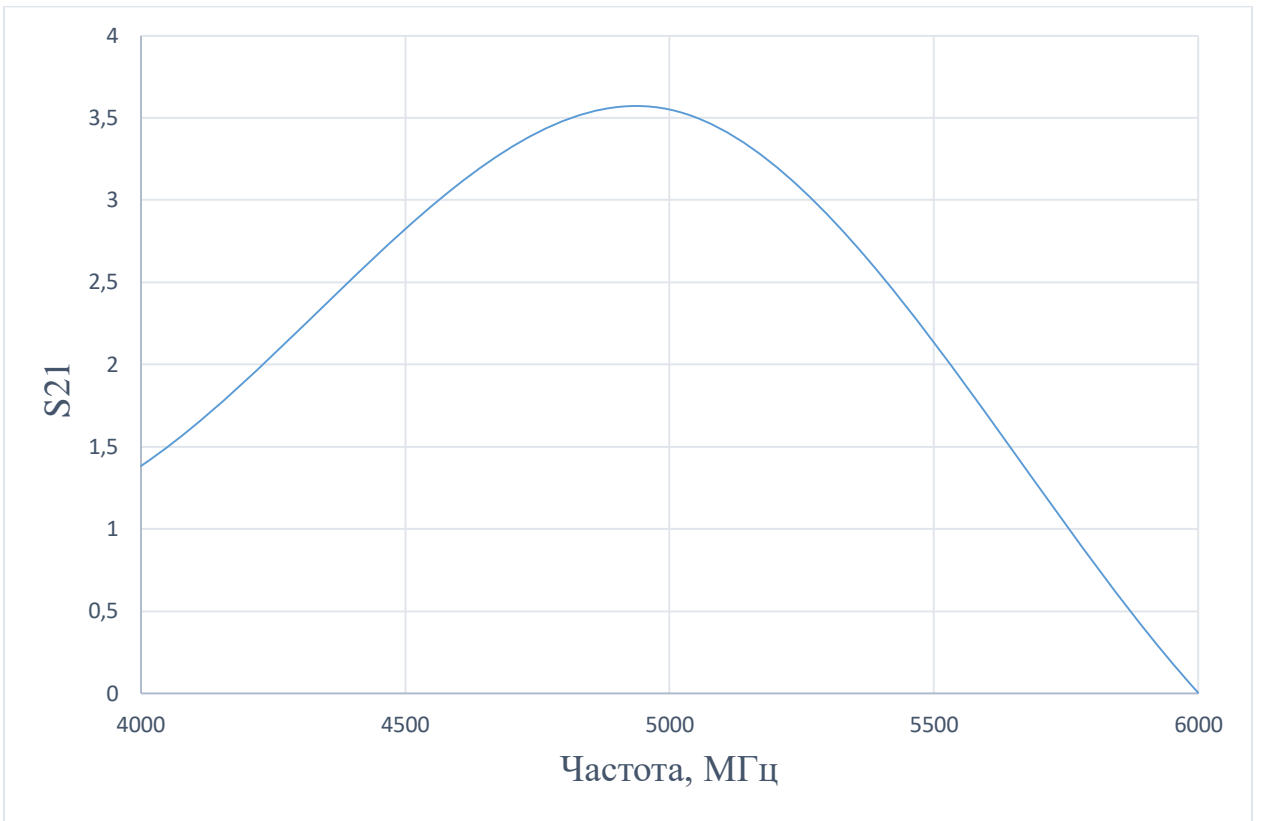


Рис.7

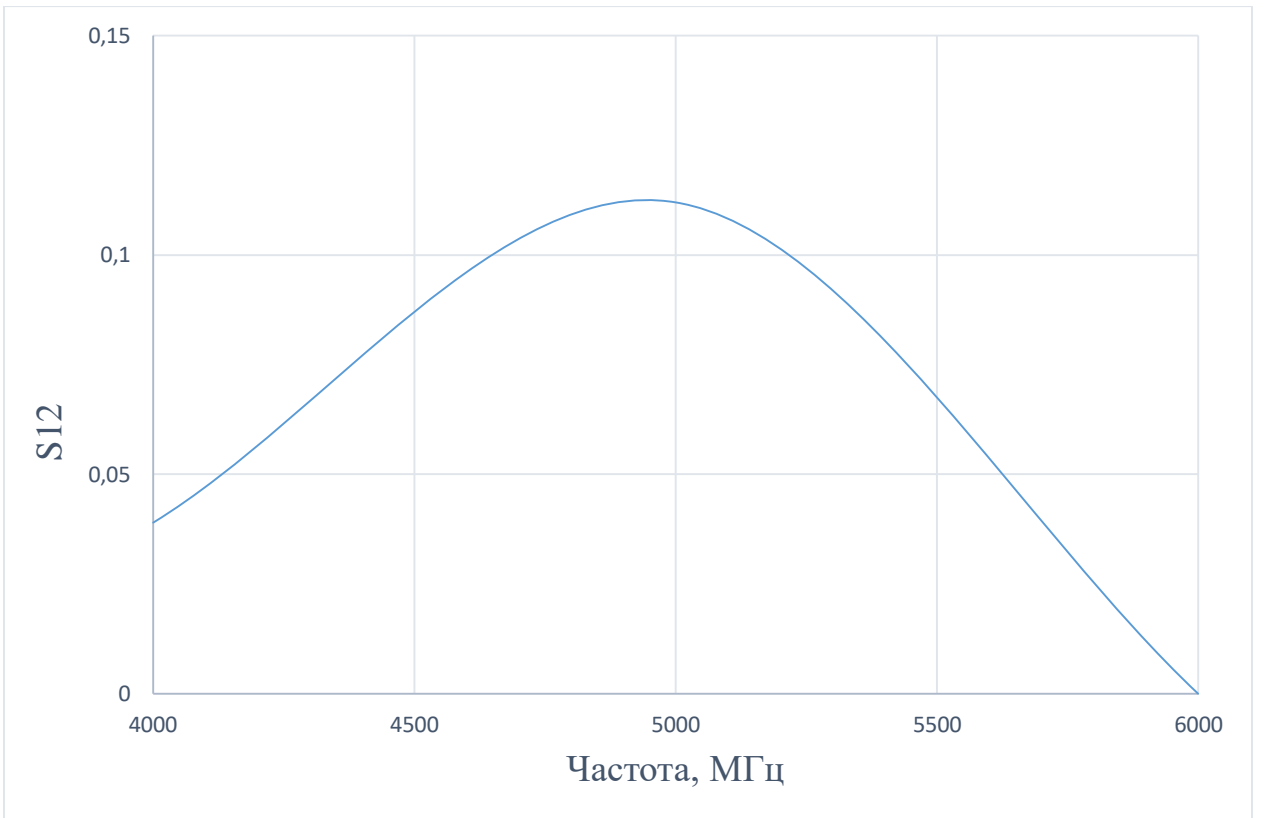


Рис.8

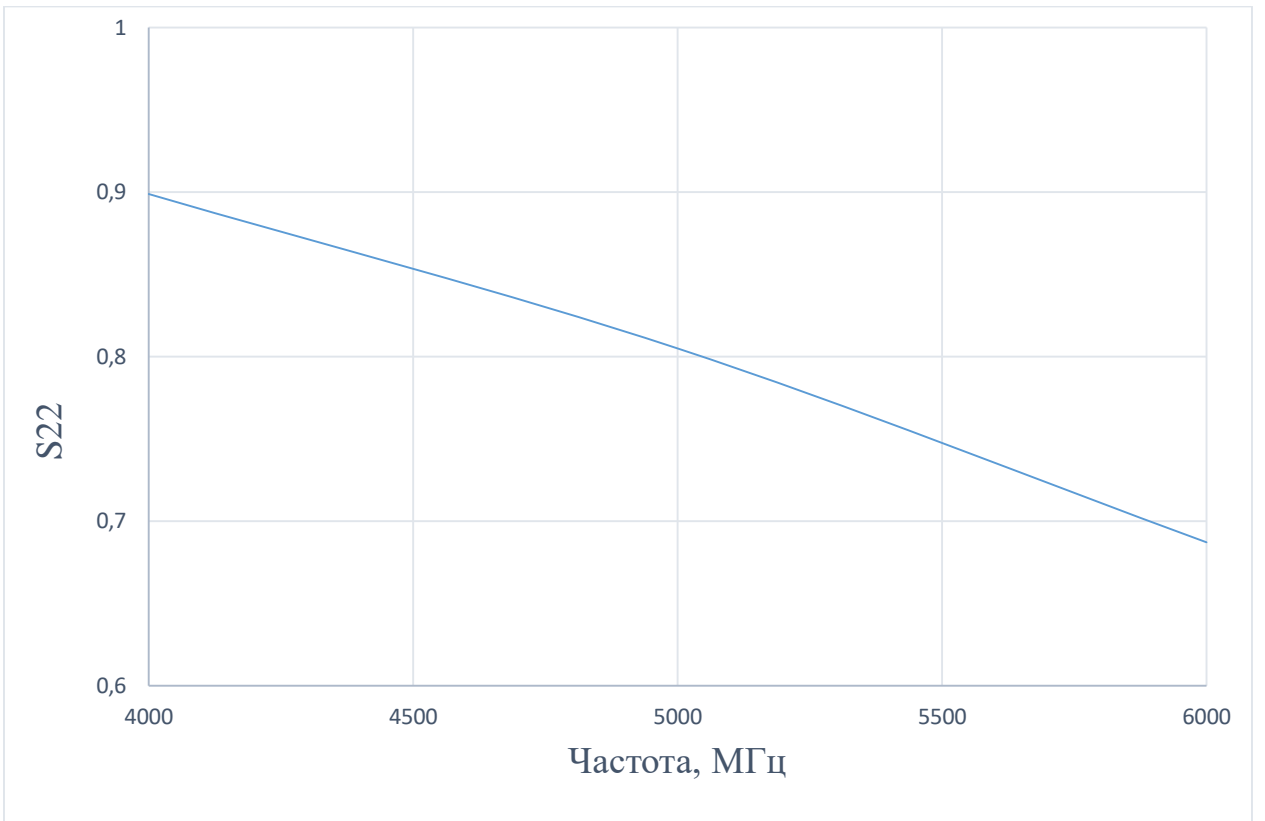


Рис.9

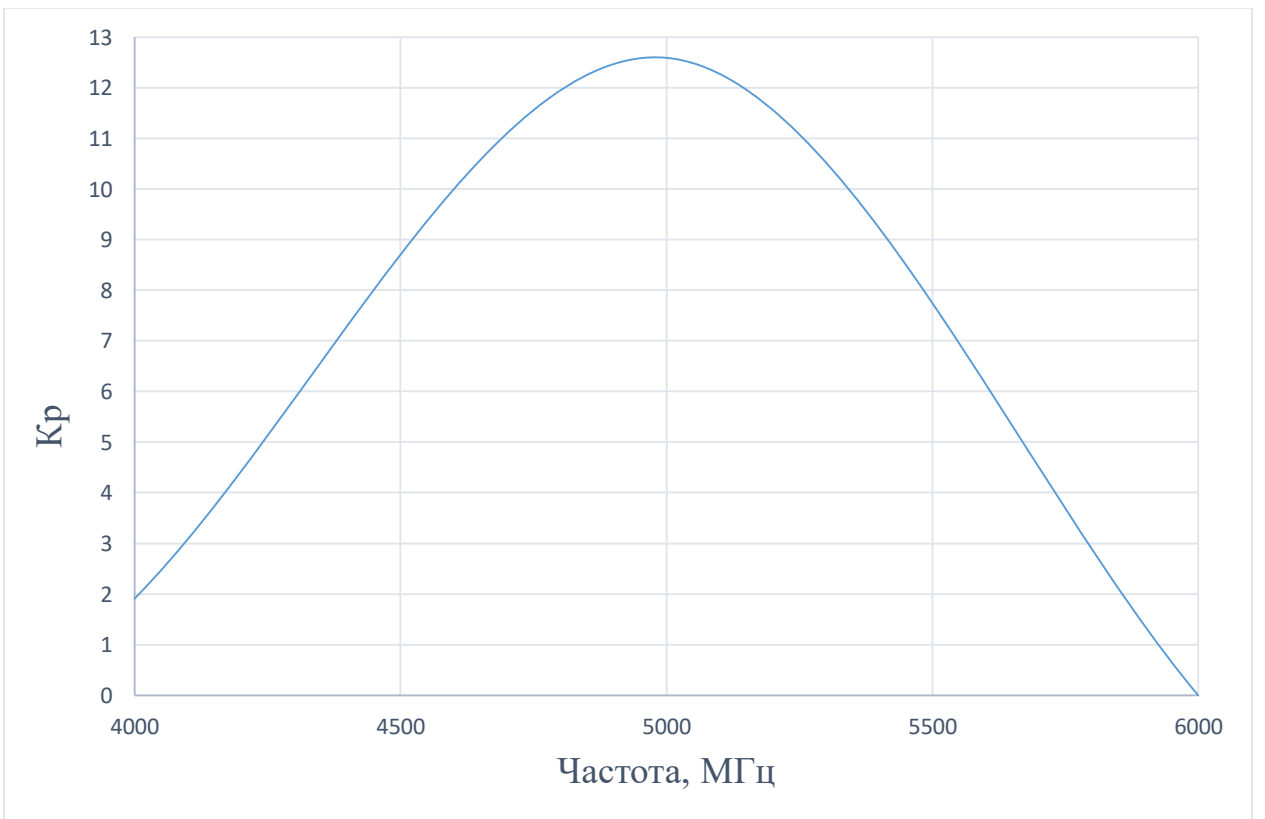


Рис.10

Содержание отчета.

Отчет по лабораторной работе должен включать:

- результаты автоматизированного синтеза транзисторного усилителя СВЧ на заданный диапазон частот;
- результаты автоматизированного частотного анализа синтезированного усилителя;
- анализ результатов и краткое заключение.

Контрольные вопросы.

1. Бесструктурная модель транзистора СВЧ .
2. Устойчивость транзисторных усилителей СВЧ .
3. Режим двухстороннего согласования в транзисторных усилителях СВЧ .
4. Режим фиксированного усиления в безусловно устойчивом транзисторном усилителе СВЧ.
5. Режим фиксированного усиления в потенциально неустойчивом транзисторном усилителе СВЧ .
6. Согласующие цепи в микрополосковом транзисторном усилителе СВЧ .
7. Развязывающие и блокировочные элементы в широкополосном транзисторном усилителе СВЧ .

Литература

1. Петров Г.В., Толстой А.И. Линейные балансные СВЧ усилители. Радио и связь. М.:1983.
- 2.Фрекер (Техас Инструментс) Быстрый расчет усилителя при помощи параметров рассеяния. Электроника № 21, 1966.
- 3.Веселов Г.И. и др. Микроэлектронные устройства СВЧ: Уч. пособие для радиотехнических специальностей вузов \ Под ред. Г.И.Веселова. – М.: Высшая школа, 1988, -280 с.
- 4.Мишустин Б.А. Автоматизированный анализ линейных радиоэлектронных устройств. Учебное пособие. Под ред. Д.М. Сазонова. - М.: МЭИ, 1983,-77с.