

**Министерство науки и высшего образования Российской
Федерации**

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования

«Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники»

Радиотехнический факультет (РТФ)

Кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР)

Дмитриев В.Д. Рогожников Е. В. Шибельгут А.А. Абенов Р.Р.

РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВ ДЛЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Методические указания по организации
самостоятельной работы для студентов заочной формы
обучения направления подготовки 11.03.02
«Инфокоммуникационные технологии и системы связи»,
обучающихся с применением дистанционных
образовательных технологий

Разработка устройств для систем беспроводной связи: Методические указания по организации самостоятельной работы для студентов заочной формы обучения направления подготовки 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», обучающихся с применением дистанционных образовательных технологий / В.Д. Дмитриев, Е.В.Рогожников, Шибельгут А.А., Абенев Р.Р. ТУСУР.-2018. 37 с.

Учебно-методическое пособие предназначено для студентов заочной формы обучения. Цель пособия – оказать помощь преподавателям и студентам в вопросах организации самостоятельной работы при изучении дисциплины «Разработка устройств для систем беспроводной связи». Разработано в соответствии с программой курса «Разработка устройств для систем беспроводной связи» и предназначено для студентов радиотехнического факультета специальности 11.03.02 – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

© Томский Государственный Университет Систем Управления и Радиоэлектроники, 2018

СОДЕРЖАНИЕ

1 Тема № 1	4
Частотные характеристики СВЧ четырёхполюсников	4
1.1 Волновая матрица рассеяния четырёхполюсника и её основные свойства	4
Связь S-параметров с классическими параметрами Y, Z, A и H.	7
2 Тема № 2	10
Определение входного и выходного сопротивления СВЧ четырёхполюсников.....	10
3 Тема № 3	15
Коэффициент усиления по мощности четырёхполюсников.	15
4 Тема № 4	17
Определение параметров эквивалентной модели СВЧ транзисторов.....	17
4.1 Определение частотных характеристик СВЧ биполярных и полевых транзисторов.	18
Определение элементов эквивалентной схемы биполярных транзисторов.	21
5 Тема № 5	24
Динамические характеристики радиотехнических устройств.....	24
5.1 Динамические характеристики при одночастном входном сигнале.	25
6 Тема № 6	28
Динамические характеристики при двухчастотном сигнале.	28
7 Тема № 7.....	32
Преобразователи частоты.....	32
8 Тема № 8	33
Согласованная фильтрация.....	33
САМОСТОЯТЕЛЬНАЯ РАБОТА.....	35
СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	37

1 Тема № 1

Частотные характеристики СВЧ четырёхполюсников

Методы анализа работы СВЧ устройств базируются на двух фундаментальных понятиях: теория электромагнитного поля и теория электрических цепей. Методы электродинамики, основанные на решении уравнений Максвелла, является довольно сложными и применяются в устройствах, в которых использованы антенны, волноводы. Для большинства устройств СВЧ диапазона удобнее использовать результаты теории цепей. В частности методы теории цепей позволяют представить такое сложное устройство как СВЧ транзистор в виде эквивалентных моделей, состоящих из резисторов, емкостей, индуктивностей и зависимых источников. Основное назначение моделей транзисторов, которые лежат в основе расчёта, разработки и исследования СВЧ устройств (усилители, смесители, модуляторы и т.д.)-представления исчерпывающей и удобной информации о поведении данных приборов в частотном и динамическом диапазонах.

Непосредственное измерение частотных и динамических параметров транзисторов является очень сложной задачей, сопряжённой с большой погрешностью их определения. Поэтому нахождения параметров эквивалентных схем СВЧ транзисторов используют косвенные методы, основанные на представлении в виде четырёхполюсников.

Широкое применение при расчёте усилительных и линейных устройств, в том числе и СВЧ диапазона, находит теория классических параметров (Z , Y , A и т.д.) [1,2,3]. Представление активного прибора в виде четырёхполюсника, позволяет достаточно просто, используя известные методы матричного исчисления, находить параметры СВЧ устройств: входное (выходное) сопротивление, номинальный коэффициент усиления, инвариантный коэффициент устойчивости. Достоинством классических матриц является то, что они характеризуют четырёхполюсник независимо от сопротивления нагрузки и генератора, что позволяет находить достаточно простые соотношения.

Однако измерение в СВЧ диапазонах классических параметров, которые определяются в режимах холостого хода и короткого замыкания, практически невозможно из-за возникновения условий самовозбуждения. Поэтому используются для описания четырёхполюсников: волновые параметры рассеяния: S-параметры.

1.1 Волновая матрица рассеяния четырёхполюсника и её основные свойства.

Различные типы СВЧ устройств, в том числе и транзисторы, можно описать с помощью падающих и отражённых волн, распространяющихся в подключённых к ним линиях передачи (рис.1.1).

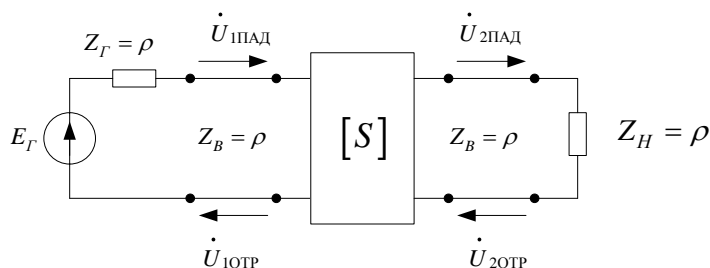


Рис.1.1 Схема представления СВЧ устройства через S-параметры.

Сопротивление генератора и нагрузки равно волновому сопротивлению подводящих линий, которое равно 50 Ом:

$$Z_{Г} = Z_{Н} = \rho = 50 \text{ Ом} \quad (1.1)$$

Напряжения падающих и отраженных волн для схемы рис. 1.1 через S-параметры четырёхполюсника связаны соотношением:

$$\dot{U}_{1\text{ОТР}} = \dot{S}_{11} \cdot \dot{U}_{1\text{ПАД}} + \dot{S}_{12} \cdot \dot{U}_{2\text{ОТР}}, \quad (1.2)$$

$$\dot{U}_{2\text{ПАД}} = \dot{S}_{21} \cdot \dot{U}_{1\text{ПАД}} + \dot{S}_{22} \cdot \dot{U}_{2\text{ОТР}} \quad (1.3)$$

где: \dot{S}_{11} и \dot{S}_{22} - коэффициенты отражения по входу и выходу четырёхполюсника при согласованных нагрузках; \dot{S}_{12} и \dot{S}_{21} - коэффициенты передачи напряжения при согласованных нагрузках.

Из системы уравнений (1.2) и (1.3) S-параметры определяются через следующие соотношения:

$$\dot{S}_{11} = \dot{U}_{1\text{ОТР}} / \dot{U}_{1\text{ПАД}} \text{ при } \dot{U}_{2\text{ОТР}} = 0 \text{ - коэффициент отражения по входу,}$$

$$\dot{S}_{22} = \dot{U}_{2\text{ПАД}} / \dot{U}_{2\text{ОТР}} \text{ при } \dot{U}_{1\text{ПАД}} = 0 \text{ - коэффициент отражения по выходу,}$$

$$\dot{S}_{21} = \dot{U}_{2\text{ПАД}} / \dot{U}_{1\text{ПАД}} \text{ при } \dot{U}_{2\text{ОТР}} = 0 \text{ - прямой коэффициент передачи с входа на выход,}$$

$$\dot{S}_{12} = \dot{U}_{1\text{ОТР}} / \dot{U}_{2\text{ОТР}} \text{ при } \dot{U}_{1\text{ПАД}} = 0 \text{ - обратный коэффициент передачи с выхода на вход.}$$

Для линейных СВЧ устройств S-параметры не зависят от амплитуды падающих и отражённых волн, а определяются элементами и структурой самого устройства. Систему уравнений (1.2) и (1.3) можно записать в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{1\text{ОТР}} \\ \dot{U}_{2\text{ОТР}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{1\text{ПАД}} \\ \dot{U}_{2\text{ПАД}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

S-параметры являются комплексными величинами и могут быть записаны в виде :

$$\dot{S}_{11} = |S_{11}| \cdot e^{j\varphi_{11}}, \dot{S}_{12} = |S_{12}| \cdot e^{j\varphi_{12}}, \dot{S}_{21} = |S_{21}| \cdot e^{j\varphi_{21}}, \dot{S}_{22} = |S_{22}| \cdot e^{j\varphi_{22}} \quad (1.5)$$

где: $|S_{11}|$, $|S_{12}|$, $|S_{21}|$, $|S_{22}|$ - модули S-параметров, частотная зависимость, которых представляет амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) коэффициентов отражения и коэффициентов передачи; $\varphi_{11}, \varphi_{12}, \varphi_{21}, \varphi_{22}$ - аргумент(фаза)-S-параметров, частотная зависимость которых является фазочастотная характеристика(ФЧХ) соответствующих коэффициентов.

Четырёхполюсники делятся на активные и пассивные. В активных четырёхполюсниках происходит преобразование энергии постоянного тока в энергию высокочастотного сигнала, примером которого является транзистор. Согласующие цепи, фильтр, отрезки микрополосковых линий являются пассивными четырёхполюсниками. Для пассивных четырёхполюсников на любой частоте справедливо неравенство:

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11}^* & S_{12}^* \\ S_{21}^* & S_{22}^* \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.5(a))$$

Произведя перемножение комплексной и комплексно-сопряжённой S-матриц, получаем условие для пассивных четырёхполюсников:

$$1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \geq 0 \quad (1.6)$$

$$1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2 \geq 0 \quad (1.7)$$

Пассивные четырёхполюсники подразделяются на взаимные, симметричные и реактивные. У взаимных (обратных) четырёхполюсников $S_{12} = S_{21}$, которое обозначает, что коэффициент передачи в обоих направлениях равны. Для симметричности обратимого четырёхполюсника справедливы равенства: $S_{11} = S_{22}$, $S_{21} = S_{12}$. Пассивный четырёхполюсник является реактивным при отсутствии в нём активных потерь, при этом, выполняются равенства:

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \text{ и } |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \quad (1.8)$$

а также

$$\dot{S}_{11} \cdot S_{12}^* + \dot{S}_{21} \cdot S_{22}^* = 0 \text{ и } S_{11}^* \cdot \dot{S}_{12} + S_{21}^* \cdot \dot{S}_{22} = 0. \quad (1.9)$$

Уравнение (1.9) можно записать в виде:

$$|S_{11}|^2 \cdot |S_{12}|^2 = |S_{12}|^2 \cdot |S_{22}|^2, \quad (1.10)$$

$$\varphi_{11} + \varphi_{22} = \varphi_{12} + \varphi_{21} \pm \pi \quad (1.11)$$

Приведенные выше соотношения для пассивных четырёхполюсников, позволяют уменьшить число измеряемых S-параметров (четыре значения модуля и четыре значения фазы). В зависимости от типа четырёхполюсника достаточно определить две, три или четыре величины, а остальные рассчитать.

Для активных четырёхполюсников необходимо знать все восемь значений S-параметров, чтобы описать в полной мере свойства передачи энергии через данный четырёхполюсник. Важным достоинством использования S-матрицы является возможность измерения её параметров в ВЧ и СВЧ диапазонах.

Связь S-параметров с классическими параметрами Y, Z, A и H.

Для анализа и расчет СВЧ устройств (усилителей, фильтров, направленных ответвителей и т.д.) наряду с S-параметрами широко используются классические параметры: Y, Z, A и H. Между параметрами рассеяния и классическими имеется взаимосвязь, которую поясним на примере определения Y-параметров через S-параметры. Для этого выразим напряжения и токи на входе и выходе четырёхполюсника через падающие и отражённые волны напряжения (1.3).

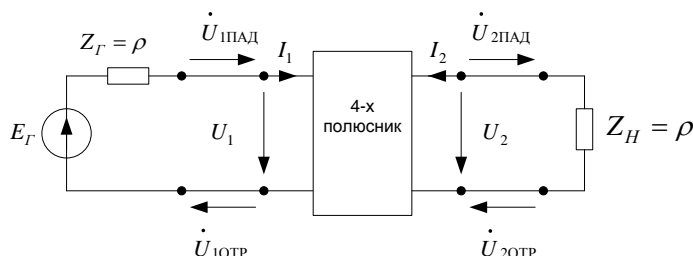


Рис.1.3 Четырёхполюсник с длинными линиями нагрузки.

Напряжения U_1 и U_2 рис.1.3 будут равны:

$$U_1 = U_{\text{ПАД}} + U_{\text{ОТР}} \quad (1.16)$$

$$U_2 = U_{\text{ПАД}} + U_{\text{ОТР}} \quad (1.17)$$

Соответственно входной и выходной ток:

$$I_1 = (U_{\text{ПАД}} - U_{\text{ОТР}}) / \rho \quad (1.18)$$

$$I_2 = (U_{\text{ПАД}} - U_{\text{ОТР}}) / \rho \quad (1.19)$$

Токи и напряжения четырёхполюсника связаны через Y-параметры соотношениями:

$$I_1 = Y_{11} U_1 + Y_{12} U_2 \quad (1.20)$$

$$I_2 = Y_{21} U_1 + Y_{22} U_2 \quad (1.21).$$

При этом Y-параметры определяются как:

$$Y_{11} = I_1 / U_1 |_{U_2=0}; \quad Y_{12} = I_1 / U_2 |_{U_1=0};$$

$$Y_{21} = I_2 / U_1 |_{U_2=0}; \quad Y_{22} = I_2 / U_2 |_{U_1=0}. \quad (1.22)$$

Определим Y параметры через падающие и отражённые волны, напряжения, используя выражения(1.16-1.19):

Выразим числитель и знаменатель через S-параметры на основе уравнений(1.2) и (1.3) учитывая, что при условии $U_2 = 0$ Следует $U_{2\text{пад}} = -U_{2\text{отр}}$.получаем:

$$Y_{11} = \frac{1}{\rho} \left[\frac{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.24)$$

Подобным образом определяются и остальные Y-параметры:

$$Y_{12} = \frac{1}{\rho} \left[\frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right], \quad (1.25)$$

$$Y_{21} = \frac{1}{\rho} \left[\frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right], \quad (1.26)$$

$$Y_{22} = \frac{1}{\rho} \left[\frac{(1-S_{22})(1+S_{11}) + S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.27)$$

Остальные параметры можно получить через S-параметры на основе приведённого выше алгоритма, определяя токи и напряжения четырёхполюсника через падающие и отражённые волны напряжения или используя известные связи Y-параметров с другими классическими параметрами и выражениями(1.24-1.27). приведём без вывода Z, A и H параметры, выраженные через S-параметры. Z-параметры:

$$Z_{11} = \rho \cdot \left[\frac{(1-S_{22})(1+S_{11}) + S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right], \quad (1.28)$$

$$Z_{12} = \rho \cdot \left[\frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right], \quad (1.29)$$

$$Z_{21} = \rho \cdot \left[\frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right], \quad (1.30)$$

$$Z_{22} = \rho \cdot \left[\frac{(1-S_{11})(1+S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.31)$$

A-параметры:

$$A_{11} = \left[\frac{1+S_{11}-S_{22}+\Delta S}{2S_{21}} \right], \quad (1.32)$$

где $\Delta S=(S_{11}S_{22}-S_{21}S_{12})$ -определитель матрицы [S]

$$A_{12} = \left[\frac{1+S_{11}+S_{22}+\Delta S}{2S_{21}} \right], \quad (1.33)$$

$$A_{21} = \left[\frac{1-S_{11}-S_{22}+\Delta S}{2S_{21}} \right], \quad (1.34)$$

$$A_{22} = \left[\frac{1+S_{11}+S_{22}-\Delta S}{2S_{21}} \right]. \quad (1.35)$$

H-параметры:

$$H_{11} = \rho \cdot \left[\frac{(1+S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}} \right], \quad (1.36)$$

$$H_{12} = \left[\frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}} \right], \quad (1.37)$$

$$H_{21} = \left[\frac{-2S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}} \right], \quad (1.38)$$

$$H_{22} = \frac{1}{\rho} \cdot \left[\frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.39)$$

Задача № 1

Определить A-параметры четырехполюсника, схема которого представлена на рис. П11.1.

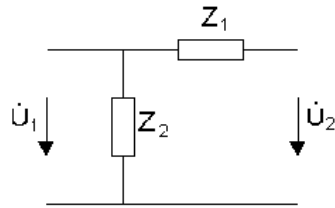


Рис. 1.x Схема четырехполюсника

Задача № 2

Определить Z-параметры составного четырехполюсника (рис. П11.2), рассматривая их как последовательное, параллельное или каскадное соединение простейших одноэлементных четырехполюсников

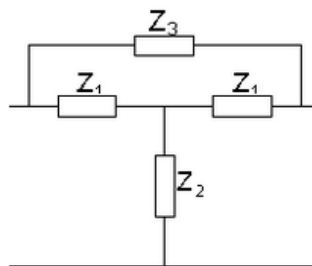


Рис. 1.x Схема составного четырехполюсника

Задача № 3

Определить характеристические параметры четырехполюсника, рассмотренного в задаче 11.1, принимая в качестве элементов схемы $Z1 = 1/j\omega C$, $Z2 = j\omega L$.

Задача № 4

Рассчитать коэффициенты передачи по напряжению и току однородной цепной LC-схемы, рассмотренной в Примере п.12.9, состоящей из четырех звеньев, при соотношении между ее параметрами $\omega\sqrt{LC} = \sqrt{2}$ в режимах согласованной нагрузки, холостого хода и короткого замыкания.

2 Тема № 2

Определение входного и выходного сопротивления СВЧ четырёхполюсников.

Теория четырёхполюсников находит широкое применение при расчёте ВЧ и СВЧ усилителей на основе биполярных и полевых транзисторов [1,2,4]. Входные (выходные) сопротивления транзисторов, как правило, значительно отличаются от сопротивления подводящего тракта (50 Ом или 75 Ом), поэтому для построения усилителей требуется согласующие цепи. Для определения структуры и расчёта согласующих цепей требуется знать величину и характер входного выходного сопротивлений, которые имеют комплексные значения.

Входное сопротивление четырёхполюсника можно определить через S-параметры для схемы, представленной на рис.1.1. Вначале определим входное сопротивление при условии, что сопротивление генератора Z_G и нагрузки Z_H равны волновому сопротивлению ρ . В этом случае \dot{S}_{11} , который в соответствии (1.2) является коэффициентом отражения можно выразить через входное сопротивление и сопротивление генератора:

$$\dot{S}_{11} = \dot{U}_{\text{ОТР}} / \dot{U}_{\text{ПАД}} = (Z_G - Z_{BX}) / (Z_G + Z_{BX}) = (\rho - Z_{BX}) / (\rho + Z_{BX}) \quad (1.40)$$

Выразим из (1.40) входное сопротивление:

$$Z_{BX} = \rho \left(\frac{1 + \dot{S}_{11}}{1 - \dot{S}_{11}} \right) \text{ и учитывая,}$$

что $\dot{S}_{11} = |S_{11}| \cos \varphi_{11} + j |S_{11}| \sin \varphi_{11}$ получим:

$$Z_{BX} = \rho \left[\frac{1 + |S_{11}| \cos \varphi_{11} + j |S_{11}| \sin \varphi_{11}}{1 - |S_{11}| \cos \varphi_{11} - j |S_{11}| \sin \varphi_{11}} \right] \quad (1.41)$$

Умножив числитель и знаменатель выражения (1.41) на комплексно-сопряжённое значение знаменателя выделим реальную и мнимую составляющую входного сопротивления:

$$\text{Re}(Z_{BX}) = \rho \frac{1 - |S_{11}|^2}{1 - 2|S_{11}| \cos \varphi_{11} + |S_{11}|^2} \quad (1.42)$$

$$\text{Im}(Z_{BX}) = j \frac{2|S_{11}| \sin \varphi_{11}}{1 - 2|S_{11}| \cos \varphi_{11} + |S_{11}|^2} \quad (1.43)$$

Выражение (1.42) и (1.43) соответствуют последовательному представлению входного сопротивления (рис.1.4)

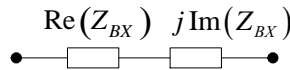


Рис.1.4 Последовательное представление входного сопротивления четырёхполюсника.

Реальная часть входного сопротивления равняется резистивному сопротивлению, а элементы мнимой составляющей определяются через частоту на которой были определены S-параметры:

$$C_{BX} = \frac{1}{\omega \cdot \text{Im}(Z_{BX})}, \quad L_{BX} = \frac{\text{Im}(Z_{BX})}{\omega} \quad (1.44)$$

Ёмкость соответствует отрицательному значению мнимой составляющей входного сопротивления, а индуктивность положительному.

При параллельном представлении входного (рис.1.5) сопротивления необходимо определить комплексную проводимость $Y_{BX}=1/Z_{BX}$, при этом реальная и мнимая составляющие будут равны:

$$\text{Re}(Y_{BX}) = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{1 - |S_{11}|^2}{1 + 2|S_{11}| \cos \varphi_{11} + |S_{11}|^2} \quad (1.45)$$

$$\text{Im}(Y_{BX}) = -\frac{1}{\rho} \frac{2|S_{11}| \sin \varphi_{11}}{1 + 2|S_{11}| \cos \varphi_{11} + |S_{11}|^2} \quad (1.46)$$

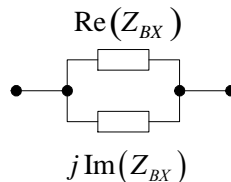


Рис.1.5 Параллельное представление входного сопротивления четырёхполюсника.

Сопротивление будет равно: $1/\text{Re}(Y_{BX})$, а ёмкость $C = \text{Im}(Y_{BX})/\omega$, индуктивность $L = 1/\omega \text{Im}(Y_{BX})$. При этом положительное значение мнимой составляющей Y_{BX} соответствуют ёмкости, а отрицательной индуктивности.

Полученные выражения были получены при условии, что сопротивление нагрузки является реальным и равным волновому сопротивлению длинной линии. При произвольной нагрузке Z_H . коэффициент отражения \dot{S}_{11} претерпит изменения за счёт наличия обратной связи, которая связана с параметром \dot{S}_{12} в этом случае коэффициент отражения по входу, который обозначим как \dot{S}_{11} , определяется следующим соотношением[1]:

$$\dot{S}'_{11} = \dot{S}_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\dot{\Gamma}_H}{1 - \dot{S}_{22}\dot{\Gamma}_H} \quad (1.48)$$

где $\dot{\Gamma}_H = (Z_H - \rho)/(Z_H + \rho)$ - коэффициент отражения нагрузки.

Таким образом, при сопротивлении нагрузки отличной от 50 Ом следует определить коэффициент отражения в соответствии с выражением (1.47) и затем определить величину входного сопротивления на основе соотношений (1.42, 1.43) или (1.44, 1.45). Подобным образом определяются и выходные сопротивления четырёхполюсника, при этом, коэффициент отражения по входу \dot{S}'_{11} заменятся на коэффициент отражения по выходу \dot{S}'_{22} :

$$\operatorname{Re}(Z_{BbLX}) = \rho \frac{1 - |S_{22}|^2}{1 - 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2} \quad (1.49)$$

$$\operatorname{Im}(Z_{A\dot{O}\dot{O}}) = \rho \frac{2|S_{22}|\cos\varphi_{22}}{1 - 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2} \quad (1.50)$$

$$\operatorname{Re}(Y_{BbLX}) = \frac{1}{\rho} \frac{1 - |S_{22}|^2}{1 - 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2} \quad (1.51)$$

$$\operatorname{Im}(Y_{BbLX}) = -j \frac{1}{\rho} \frac{2|S_{22}|\cos\varphi_{22}}{1 - 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2} \quad (1.52)$$

Измерения S_{22} при произвольном сопротивлении генератора определяются соотношением:

$$\dot{S}'_{22} = \dot{S}_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\dot{\Gamma}_G}{1 - \dot{S}_{11}\dot{\Gamma}_G}, \quad (1.53)$$

где $\dot{\Gamma}_G = (Z_G - \rho)/(Z_G + \rho)$ - коэффициент отражения сопротивления генератора Z_G .

Следует отметить, что биполярные транзисторы в ВЧ и СВЧ усилителях, с основным включаются по схеме с общим эмиттером(ОЭ) и с общей базой(ОБ), а полевые с общим истоком(ОИ). В этом случае входное сопротивление, как правило представляется последовательным соединением, а выходное параллельным. Как отмечалось ранее, входные и выходные характеристики сопротивления в значительной мере могут отличаться от сопротивления пятидесятиомного тракта, поэтому для согласования транзистора с генератором и нагрузкой используют согласующие цепи. При расчёте и оптимизации согласующих цепей за счёт наличия обратной связи между входом требуется многократное измерение элементов согласующих цепей, и чем больше влияние сопротивлений нагрузки и генератора, тем большего числа изменений при расчёте (настройке) необходимо произвести.

Сложность настройки согласующих цепей можно оценить с помощью, так называемого, коэффициента настраиваемости δ [3]. Коэффициент настраиваемости по входу и выходу определяются на основе Y-параметров:

$$\delta_{BX} = \frac{|dY_{BX} / Y_{BX}|}{|dY_H / Y_H|} = \frac{|Y_{12}Y_{21}||Y_H|}{|Y_{BBLX}Y_H||Y_{BX}(Y_{BBLX} + Y_H) - Y_{12}Y_{21}|} \quad (1.54)$$

$$\delta_{BBLX} = \frac{|dY_{BBLX} / Y_{BBLX}|}{|dY_G / Y_G|} = \frac{|Y_{12}Y_{21}||Y_G|}{|Y_{BBLX}Y_G||Y_{BBLX}(Y_{BX} + Y_G) - Y_{12}Y_{21}|} \quad (1.55)$$

Оптимальный коэффициент настраиваемости $\delta_{opt} = 0,3$, чем больше δ будет отличаться от данного значения, тем большего числа итераций необходимо произвести при оптимизации согласующих цепей, что говорит о сложности настройки. При расчете коэффициентов настраиваемости на основе S-параметров, необходимо выразить Y-параметры в соответствии с выражениями(1.24-1.27). Рассмотрим в качестве примера транзистор 3П603А-2, для которого были измерены на частоте $f=1$ ГГц параметры рассеивания с помощью измерителя ADVANTEST R3762:

Пример 1:

Даны S-параметры на частоте $f=1$ ГГц:

$$|S_{11}|=0,72; \varphi_{11} = -147^\circ; |S_{12}|=0,065; \varphi_{12} = -4^\circ$$

$$|S_{21}|=2,33; \varphi_{21} = 77^\circ; |S_{22}|=0,2; \varphi_{22} = -101^\circ$$

Требуется определить входные и выходные сопротивления транзистора, а так же оценить коэффициент настраиваемости по входу δ_{BX} и выходу δ_{BBLX} при условии, что транзистор на данной частоте будет иметь комплексно-сопряженное согласование (то есть $Z_G = Z_{BX}^*$ и $Z_H = Z_{BBLX}^*$).

Входное сопротивление транзистора представим в виде последовательного соединения элементов, а выходное – в виде параллельного соединения. В соответствии с выражением (1.45) и (1.46) реальная и мнимая составляющие входного сопротивления будут равны:

$$\text{Re}(Z_{BX}) = 50 \frac{1 - 0,72^2}{1 - 2 \cdot 0,72 \cos(-147) + 0,72^2} = 8,83 \text{ Ом}$$

$$\text{Im}(Z_{BX}) = 50 \frac{2 \cdot 0,72 \cdot \sin(-147)}{1 - 2 \cdot 0,72 \cdot \cos(-147) + 0,72^2} = -14,4 \text{ Ом}$$

Учитывая, что мнимая составляющая отрицательная, вход транзистора можно представить в виде последовательного соединения резистора и ёмкости, величина которой будет равна:

$$C_{BX} = \frac{1}{\operatorname{Im}(Z_{BX})\omega} = 11,1 \text{ нФ}$$

Выходное сопротивление определим по формулам (1.48) (1.49):

$$\operatorname{Re}(Y_{BBLX}) = \frac{1}{50} \frac{1 - |S_{22}|^2}{1 + 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2} = 0,019 \text{ См}$$

$$\operatorname{Im}(Y_{BBLX}) = -j \frac{1}{50} \frac{2|S_{22}|\sin\varphi_{22}}{1 + 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2} = j0,11 \text{ См}$$

Таким образом, выход транзистора на данной частоте представляет собой параллельное соединение сопротивления $R_{BBLX} = 1/\operatorname{Re}(Y_{BBLX}) = 52 \text{ Ом}$ и емкости $C_{BBLX} = \frac{\operatorname{Im}(Y_{BBLX})}{\omega} = 1,8 \text{ нФ}$ (рис.1.6)

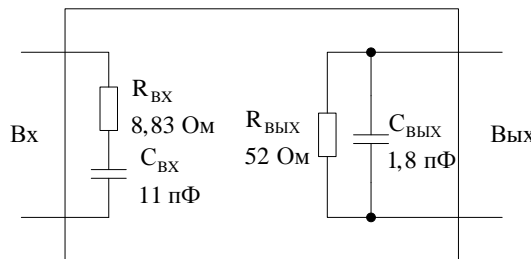


Рис.1.6 Представление входного и выходного сопротивления СВЧ транзистора 3П603А-2 на частоте $f=1\text{ГГц}$.

По выражениям для расчёта коэффициентов настраиваемости вначале(1.24-1.27) определим Y-параметры:

$$Y_{11} = 0,0154 + j0,064$$

$$Y_{12} = 0,0013 - j0,00036$$

$$Y_{21} = 0,114 + j0,0135$$

$$Y_{22} = 0,01 + j0,0135$$

Соответственно :

$$Y_{BX} = 0,02(1 - S_{11})(1 + S_{11}) = 0,031 + j0,051$$

$$Y_{BBLX} = 0,02(1 - S_{22})(1 + S_{22}) = 0,019 + j0,011$$

При определении коэффициента настраиваемости по входу проводимость нагрузки $Y_H = 0,019 + j0,011$, и для δ_{BBLX} проводимость генератора будет $Y_G = 0,01 + j0,0135$. С учётом этого коэффициента настраиваемости будут равны:

$$\delta_{BX} = \frac{|Y_{12}Y_{21}||Y_{BLY}|}{|Y_{BLY} + Y_{BLY}^*||Y_{BX}(Y_{BX} + Y_{\Gamma}) + Y_{12}Y_{21}|} = 0,112$$

$$\delta_{BLY} = \frac{|Y_{12}Y_{21}||Y_{BX}|}{|Y_{BX} + Y_{BX}^*||Y_{BLY}(Y_{BX} + Y_{\Gamma}) - Y_{12}Y_{21}|} = 0,266$$

Как видно коэффициент настраиваемости выходной цепи почти равен оптимальному $\delta_{opt} = 0,3$, что говорит о лёгкости настройки. В тоже время, коэффициент настраиваемости входной цепи в три раза отличается от оптимального значения, что требует большего числа интеграций, тоже примерно в три раза больше по выходу, при расчёте согласующих цепей.

Вопрос согласования транзисторов связан с коэффициентом передачи по мощности, который является одним из основных параметров СВЧ усилительных устройств. Рассмотрим возможность определения коэффициента передачи по мощности с помощью параметров рассеивания.

3 Тема № 3

Коэффициент усиления по мощности четырёхполюсников.

В СВЧ диапазоне усилительные возможности активных приборов принято характеризовать коэффициентом передачи по мощности, который, в общем случае, определяют как:

$$K_p = P_{BLY} / P_{BX} \quad (1.56)$$

$$\text{Где: } P_{BLY} = |U_{BLY}|^2 \operatorname{Re}(Y_H), \quad P_{BX} = |U_{BX}|^2 \operatorname{Re}(Y_{BX}),$$

-мощности, отдаваемые соответственно транзистором в нагрузку и источником сигнала.

При отсутствии согласующих цепей на входе и выходе коэффициент передачи по мощности в пятидесятиомном тракте определяется простым соотношением:

$$K_p = |S_{21}|^2 \quad (1.57)$$

Однако данный коэффициент передачи не отражает усилительные возможности транзистора, которые можно реализовать с помощью согласующих цепей. Повышение коэффициента передачи за счет согласующих цепей оценивается на основе максимального однонаправленного коэффициента передачи $K_{p_{max}}$ [1]:

$$K_{p_{max}} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad (1.58)$$

При определении $K_{p_{max}}$ считается, что коэффициент передачи в обратном направлении $S_{12} = 0$. Более точного значения максимального коэффициента передачи можно определить с помощью так называемого реализуемого коэффициента передачи по

мощности $K_{P_{real}}$, в котором учитывается влияние обратной связи. Расчёт данного коэффициента производится на основе Y-параметров [3]:

$$K_{P_{real}} = \frac{4|Y_{21}|G_G G_H}{|(Y_{BX} + Y_G)(Y_{BX} - Y_G) - Y_{12}Y_{21}|^2}, \quad (1.59)$$

где: $G_H = \frac{1}{2\text{Re}(Y_{BX})} \sqrt{\left((2\text{Re}(Y_{BX})\text{Re}(Y_{BbLX}) - \text{Re}(Y_{12})\text{Re}(Y_{21}))^2 - |Y_{12}Y_{21}|^2 \right)}$ проводимость нагрузки;

$G_G = \frac{1}{2\text{Re}(Y_{BbLX})} \sqrt{\left((2\text{Re}(Y_{BX})\text{Re}(Y_{BbLX}) - \text{Re}(Y_{12})\text{Re}(Y_{21}))^2 - |Y_{12}Y_{21}|^2 \right)}$ -проводимость генератора,

$Y_{BbLX} = \rho \frac{1 - S_{22}}{1 + S_{22}}$ -выходная проводимость четырёхполюсника (транзистора) ;

$Y_{BX} = \rho \frac{1 - S_{11}}{1 + S_{11}}$ -входная проводимость четырёхполюсника.

Наряду с отмеченными выше коэффициентами передачи используется однонаправленный коэффициент передачи с нейтрализацией обратной связи $K_{P_{max\ max}}$, который является максимально возможным при двухстороннем комплексно-сопряжённом согласовании транзистора. Данный коэффициент связан с коэффициентом устойчивости K_V :

$$K_V = \frac{1 + |\Delta S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|}, \quad (1.6)$$

где: $\Delta S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ -определитель матрицы [S].

Обязательным условием для обеспечения комплексно-сопряженного согласования по входу и выходу является коэффициент устойчивости, больший единицы ($K_V > 1$). При этом $K_{P_{max\ max}}$ будет равен:

$$K_{P_{max\ max}} = \frac{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{2K_V \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - 2\text{Re} \left(\frac{S_{21}}{S_{12}} \right)}. \quad (1.61)$$

Величина $K_{P_{max\ max}}$ связана с определением максимальной частоты генерации f_{max} , которая является предельной частотой использования транзистора в радиотехнических устройствах и будет рассмотрена в следующем разделе. Следует отметить, что при $K_V < 1$ невозможно обеспечить двухстороннее согласование, а только со стороны входа или выхода. При этом, для малошумящих усилителей используется согласование по входу, а для усилителей мощности - по выходу. Расчет коэффициента передачи по мощности в таком случае проводится по выражению (1.59), где учитываются реализованные проводимости нагрузки и генератора. Коэффициент передачи по мощности принято определять в децибелах (дБ):

$$K_p (\text{дБ}) = 10 \lg(K_p). \quad (1.62)$$

В качестве примера определим коэффициенты передачи по мощности для транзистора 3П603А-2, параметры которого приведены в примере 1.

Пример 2:

В начале определим коэффициент передачи по мощности в пятидесятиомном тракте:

$$K_p = 10 \lg |S_{21}|^2 = 7,35 \text{ дБ}$$

Максимально достигаемый однонаправленный коэффициент усиления в пятидесятиомном тракте в соответствии с выражением(1.58):

$$K_{p \max} = 10 \lg \frac{|S_{21}|^2}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} = 10,87 \text{ дБ}$$

Реализуемый коэффициент усиления с учётом обратной связи за счет параметра Y_{12} при условии, что $Y_H = Y_G = 1/50$. По выражению(1.59):

$$K_{p \text{ реал}} = 10 \lg \frac{4|Y_{21}|G_G G_H}{|(Y_{BX} + Y_G)(Y_{BX} - Y_G) - Y_{12}Y_{21}|^2} = 9,7 \text{ дБ}$$

Таким образом, за счет наличия обратной связи коэффициент передачи по мощности снижается на данной частоте ($f=1\text{ГГц}$) на 1.1 дБ. Прежде чем найти $K_{p \max \max}$, определим коэффициент устойчивости K_y :

$$K_y = \frac{1 + |\Delta S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} = 1,386$$

Поскольку коэффициент устойчивости больше единицы, на данной частоте можно добиться комплексно-сопряженного согласования по входу и выходу, при этом $K_{p \max \max}$ будет равен:

$$K_{p \max \max} = \frac{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{2K_y \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - 2 \operatorname{Re} \left(\frac{S_{21}}{S_{12}} \right)} = 15,5 \text{ дБ}$$

4 Тема № 4

Определение параметров эквивалентной модели СВЧ транзисторов.

На основе теории четырехполюсников можно производить расчёт линейных СВЧ устройств, не вникая во внутреннюю структуру. Однако знание моделей как четырёхполюсников на одной частоте не даёт информацию об их поведении на других частотах. Чтобы учесть частотные изменения параметров четырёхполюсников, необходимо выполнить большое число измерений S-параметров, на разных частотах. При этом погрешность измерений с ростом частоты значительно возрастает, что требует

усложнения и удорожания измерительных комплексов, поэтому перспективным является вопрос создания моделей транзисторов с учётом физических принципов, заложенных в их работе. Для уточнения моделей транзисторов требуется также проведение экспериментальных измерений S-параметров. Вопросу определения характеристик и параметров СВЧ транзисторов с помощью измерения S-параметров посвящена данная глава методического пособия.

3.1 Определение частотных характеристик СВЧ биполярных и полевых транзисторов.

Частотные потенциальные возможности применения СВЧ транзисторов оцениваются граничной частотой f_T и максимальной частотой генерации f_{MAX} . Граничная частота f_T определяется как частота, на которой модуль коэффициента передачи по току $|h_{21}|$ равен единице. Максимальная частота генерации f_{MAX} определяется как наибольшая, на которой способен генерировать транзистор в схеме автогенератора. При этом, f_{MAX} находится из условия равенства входной и выходной мощности транзистора и обычно превышает частоту f_T . Для определения f_T и f_{MAX} используют схему с общим эмиттером (ОЭ), для биполярных транзисторов и с общим истоком (ОИ) для полевых. Коэффициент передачи по току $|h_{21}|$ определяется как параметры четырёхполюсников (рис.2.1)

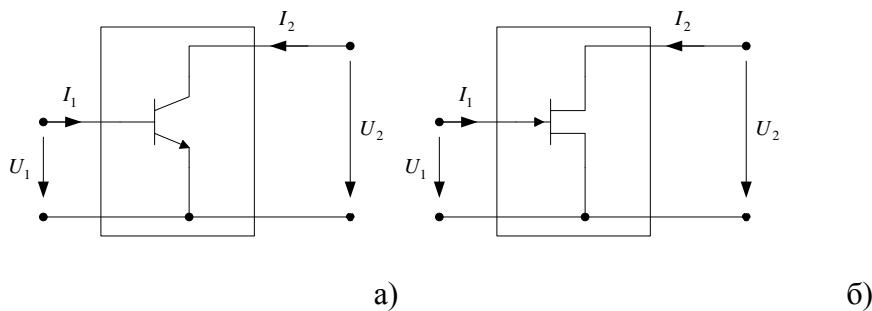


Рис. 2.1 Схема представления биполярного транзистора по схеме ОЭ (а) и полевого транзистора на схеме с ОИ (б).

Напряжение и токи связаны соотношениями:

$$\begin{cases} U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2 \\ I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2 \end{cases} \quad (2.1)$$

Коэффициент передачи по току h_{21} , равный отношению выходного тока I_2 к входному I_1 , определяется при условии короткого замыкания на выходе ($U_2 = 0$):

$$h_{21} = I_2 / I_1 |_{KЗ \text{ НА ВЫХ}} \quad (2.2)$$

Частотная зависимость $|h_{21}|$ для схем с ОЭ и ОИ, имеет вид, представленной на рис.2.2

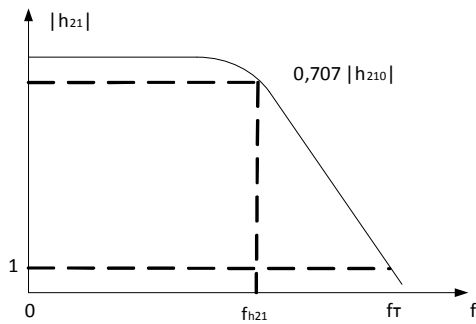


Рис. 2.2 частотная зависимость $|h_{21}|$ для транзисторов по схеме ОЭ и ОИ.

В низкочастотной области определяются предельная частота f_{h21} , на которой коэффициент h_{21} уменьшается до уровня 0,707 (-3 дБ) от величины $|h_{210}|$ на постоянном токе. Предельная частота f_{h21} для биполярных транзисторов обозначается как f_{β} , так как коэффициент усиления на постоянном токе для схемы с ОЭ $\beta = I_{K0} / I_{B0}$ (отношение тока коллектора к току базы) на частоте f_{h21} также уменьшается на 3дБ.

Предельная частота f_{h21} обычно используется при расчётах низкочастотных схем. СВЧ транзисторы чаще характеризуют частотой f_T , на которой $|h_{21}|$ равен единице.

Экспериментальное определение непосредственно $|h_{21}|$ для СВЧ транзисторов практически невозможно, так как режим короткого замыкания делает их потенциально неустойчивыми и приводит к генерации. Поэтому для определения частотной зависимости $|h_{21}|$ используют косвенный метод через [S]-параметры, которые измеряют в нагруженном по входу и выходу тракте (рис.1.1) при этом, коэффициент $|h_{21}|$ определяется в соответствии с выражением(1.40):

$$|h_{21}| = \left| -S_{21} / [(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}] \right| \quad (2.3)$$

Таким образом, производя измерения S-параметров транзистора в широкой полосе частот на основе соотношения (2.3) можно построить частотную зависимость $|h_{21}|$ с целью определения f_{h21} и f_T . Однако следует отметить, что на высоких частотах возрастает погрешность измерения S-параметров, поэтому для определения f_T и f_{MAX} ограничиваются измерениями S-параметров до нескольких ГГц.

Известно, что начиная с частоты, превышающей в несколько (3-5) раз частоту f_{h21} уменьшается со скоростью в 6 дБ на октаву(октава соответствует соотношению частот двум), что позволяет определить ее методом экстраполяции. На основе этого, практическое определение граничной частоты сводится к определению $|h_{21}|$ на частоты выше $5 f_{h21}$ и она рассчитывается по формуле:

$$f_T = |h_{21}| \cdot f_{ИЗМ} \quad (2.4)$$

Максимальная частота генерации f_{MAX} связана с нахождением максимального однонаправленного коэффициента усиления по мощности $K_{Pmax max}$ (см.раздел 1.4). На

максимальной частоте генерации f_{MAX} коэффициент $K_{P_{\text{max max}}}$ равен единице. Известно, что на частоте выше $0,1f_T$ коэффициент $K_{P_{\text{max max}}}$ также уменьшается со скоростью в 6 дБ на октаву, поэтому для нахождения максимальной частоты генерации f_{MAX} достаточно определить величину $K_{P_{\text{max max}}}$ на одной частоте, которая выше $0,1f_T$. При этом, частота f_{MAX} ...определяется простым соотношением:

$$f_{\text{max}} = |K_{P_{\text{max}}}| \cdot f_{\text{ИЗМ}} \quad (2.5)$$

Таким образом, определения частотных параметров СВЧ транзисторов производиться в следующем порядке:

1. Измеряются S-параметры биполярного транзистора по схеме с ОЭ, полевого по схеме ОИ в низкочастотной области (от единицы до нескольких сотен мегагерц). Рассчитывается по формуле (2.3) $|h_{21}|$ и строится график его зависимости от частоты. Определяется предельная частота $f_{h_{21}}$, соответствующая значению $|h_{21}|$ равного 0,707 от $|h_{210}|$ -низкочастотного значения (на частоте 1-10 МГц)
2. После определения частоты $f_{h_{21}}$ измеряются S-параметры транзисторов на частоте, превышающей $5f_{h_{21}}$, и рассчитывается граничная частота f_T в соответствии с выражением (2.4).
3. С учетом найденного значения f_T производиться измерение S-параметров транзисторов на частоте равной $0,1f_T$, на которой определяется максимальной однонаправленный коэффициент усиления по мощности $K_{P_{\text{max max}}}$. По формулам (1.60) и (1.61) и по его значению находится максимальная частота генерации f_{MAX} на основании выражения (2.5).

Пример 1

Определим частотные параметры СВЧ биполярного транзистора NE856 и полевого транзистора 3П603, имеющих на частоте $f=250\text{МГц}$ следующие значения S-параметров:

1)NE856(при $U_{КЭ} = 10\text{В}$ и $I_{Э} = 30\text{ мА}$):

$$|S_{11}|=0,63; \varphi_{11} = -66^\circ; |S_{12}|=0,022; \varphi_{12} = 20^\circ$$

$$|S_{21}|=9,3; \varphi_{21} = 105^\circ; |S_{22}|=0,37; \varphi_{22} = -27^\circ$$

На основании выражений (2.2-2.6) определяем, что на данной частоте $|h_{21}|=9,74$, при этом f_T будет равна 2,45 ГГц. Расчет коэффициента устойчивости покажем значение $K_y=1,05$, что говорит о потенциальной неустойчивости транзистора, так как его величина близка и предельному значению равному единице. Поэтому максимальная частота генерации f_{MAX} в соответствии с выражением (2.5) получается очень высокой и равняется 43 ГГц, то есть на порядок выше предельной частоты f_m .

2) Полевой транзистор 3П603А2 при решениях $U_{СИ} = 7\text{ В}$ и $I_C = 100\text{ мА}$ на частоте $f=250\text{МГц}$. Имеет следующие S-параметры:

$$|S_{11}|=0,86; \varphi_{11} = -52^\circ; |S_{12}|=0,035; \varphi_{12} = 58^\circ$$

$$|S_{21}|=4,6; \varphi_{21} = 143^\circ; |S_{22}|=0,38; \varphi_{22} = -32^\circ$$

Величина $|h_{210}|$ на данной частоте примерно равняется $|h_{210}|=18$, что соответствует предельной частоте $f_T=4,5$ ГГц. Коэффициент устойчивости, при этом, $K_y=1,37$, что говорит о возможности комплексно-сопряжённого согласования данного транзистора по входу и выходу. При этом максимальная частота генерации $f_{max} = 14,8$ ГГц.

Приведенные примеры расчёта предельных частотных характеристик транзисторов показывают, что при коэффициентах устойчивости близкой к единице величина максимальной частоты генерации получаются существенно завышенными и поэтому необходимо определить $|S|$ -параметры на частотах, где K_y будет больше единицы.

Определение элементов эквивалентной схемы биполярных транзисторов.

Эквивалентные модели транзисторов находят широкое применение при расчёте СВЧ усилителей и преобразовательных устройств. При этом, для многих типов транзисторов отсутствует справочные данные элементов эквивалентных схем или приводятся в неполной мере. Кроме того, в ряде случаев, учитывая разброс параметров, требуется уточнение модели для конкретных транзисторов. В основе модели лежит эквивалентная схема кристалла транзистора, которая состоит из R,C-элементов (рис.2.2).

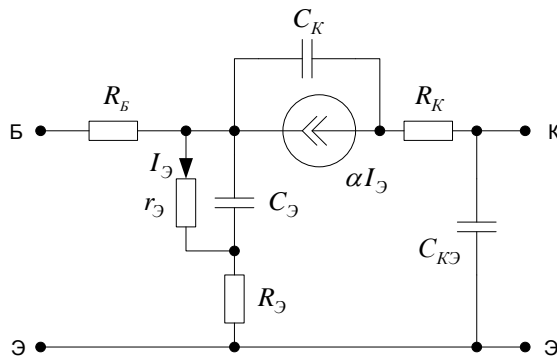


Рис.2.2 Эквивалентная схема кристалла биполярного транзистора по схеме ОЭ.

На рис.2.2 указаны следующие элементы эквивалентной схемы: R_b -сопротивление базы; $r_{э}$ -дифференциальное сопротивление эмиттера; $R_{э}$ -контактное сопротивление эмиттера; C_k -ёмкость перехода коллектор-база; R_k -контактное сопротивление коллектора; $C_{кэ}$ -ёмкость коллектор-эмиттер; α -коэффициент усиления по току в схеме с общей базой.

Для схемы приведённой на рис.2.2, получены выражения для определения S-параметров через элементы эквивалентной схемы, нормированных относительно сопротивления Z_0 , которое соответствует сопротивлению измерительного тракта(50 или 75 Ом) [4]:

$$S_{11} = (Z_{BX} - Z_0) / (Z_{BX} + Z_0) \quad (2.6)$$

где: $Z_{BX} = R + \frac{1}{j\omega C}$

$$R = R_0 + R_3 + r_3;$$

$$C = [\omega_r' (R_3 + r_3)]^{-1}$$

$$\omega_r' = \frac{\omega_r}{1 + (\omega_r C_K Z_0 / \alpha_0)}$$

$$S_{22} = (Z_{BBLX} - Z_0) / (Z_{BBLX} + Z_0) \quad (2.7)$$

где: $Z_{BBLX} = \frac{R_0}{1 + j\omega R_0 C_0}$,

$$R_0 = \frac{1}{\omega_r C_K},$$

$$C_0 = C_{K3} + C_K / (1 + m \cdot \alpha);$$

$$|S_{12}| = \frac{2Z_0 (R_3 + r_3) \sqrt{1 + R_3}}{(R + Z_0)(R + Z_0) \sqrt{1 + (\omega T_0)^2}} \quad (2.8)$$

$$\varphi_{12} = \text{arctg}(\omega T_0) \quad (2.9)$$

где $T_0 = \frac{1}{\omega_\alpha} + C_3 r_3$

$$|S_{21}| = \frac{2Z_0 \omega_r}{\omega (R + Z_0)} \quad (2.10)$$

$$\varphi_{21} = 90 - \text{arctg}(-1 / \omega C (R + Z_0)) \quad (2.11)$$

где: ω_r - предельная частота для схем с ОЭ

ω_α - предельная частота для схем с ОБ

Разрешая систему уравнений (2.6-2.11) относительно элементов эквивалентной схемы были получены их значения через S-параметры:

$$C_K = \frac{1 - 2|S_{22}| \cos \varphi_{22} + |S_{22}|^2}{Z_0 (1 - |S_{22}|) \omega_r} \quad (2.12)$$

$$R_3 + r_3 = 1 / \omega_r' C_0 \quad (2.13)$$

$$\text{где } \omega_T' = \frac{\omega_T \alpha}{\alpha + \omega_T C_K Z_0},$$

$$R_0 = \frac{2Z_0 \omega_T' - Z_0 \omega |S_{21}|}{\omega |S_{21}|}$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega (R_0 + Z_0) \operatorname{tg}(\varphi_{21} - 90)}$$

$$R_B = \frac{Z_0 (1 - |S_{11}|)}{1 - 2|S_{11}| \cos \varphi_{11} + |S_{11}|^2} - \frac{1}{\omega_m' C_0} \quad (2.14)$$

$$R_K = m R_B, \text{ где } m = 0,35 \dots 0,5 \quad (2.15)$$

$$C_3 = 1 / \omega_\alpha (R_3 + r_3) \quad (2.16)$$

$$C_{KЭ} = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im} \left[\frac{1}{Z_0} \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}} \right] \quad (2.17)$$

Дифференциальное сопротивление определяется известным соотношением через ток эмиттера I_3 :

$$r_3 = \varphi_m / I_3 \quad (2.18)$$

Где $\varphi_m = 26 \text{ мВ}$ - температурный потенциал.

Коэффициент усиления по току для схемы с ОБ определяется через $|h_{21}|$:

$$\alpha = |h_{21}| / (1 + |h_{21}|), \quad (2.19)$$

Где $|h_{21}|$ определяется через S-параметры в соответствии в выражением (2.3). Частоты ω_T и ω_α определяются на основании пункта 2.1.

Учитывая, что элементы эквивалентной схемы кристалла состоят из резисторов и ёмкостей, их определение целесообразно произвести в относительно низкочастотной области (50-100МГц), так как в этом случае имеющиеся в реальном транзисторе паразитные индуктивности выводов имеют малое сопротивление ($\omega L \ll 1 / \omega C$). Измерение S-параметров в более низком частотном диапазоне приводит к большим погрешностям, во-первых из-за влияния цепей питания и разделительных конденсаторов, во вторых возрастает относительная погрешность фазовых характеристик.

Рассмотрим пример определения элементов эквивалентной схемы биполярного транзистора на основании приведённых выше выражений.

Пример 2

Транзистор NE856 при режиме: $U_{KЭ} = 10 \text{ В}$ и $I_3 = 30 \text{ мА}$ на частоте $f = 60 \text{ МГц}$ имеет следующие параметры:

$$|S_{11}|=0,618; \varphi_{11} = -66^\circ; |S_{12}|=0,016; \varphi_{12} = 79^\circ$$

$$|S_{21}|=16,3; \varphi_{21} = 149^\circ; |S_{22}|=0,79; \varphi_{22} = -27^\circ$$

Для расчёта элементов используем, полученные ранее в пример 3, значения $f_r=2,45$ ГГц и $f_\alpha = 3,8$ ГГц. Используя соотношения (2.12-2.19), получаем следующие значения элементов эквивалентной схемы рис.2.2:

$$C_K = 1,63 \text{ пФ}; R_B = 14,6 \text{ Ом}; r_\mathcal{E} = 0,86 \text{ Ом}; R_\mathcal{E} = 8,3 \text{ Ом};$$

$$C_{K\mathcal{E}} = 5,7 \text{ пФ}; C_\mathcal{E} = 9,5 \text{ пФ}; R_K = 5,1 \text{ Ом}; \alpha = 0,965.$$

5 Тема № 5

Динамические характеристики радиотехнических устройств

Радиотехнические устройства, содержащие полупроводниковые компоненты, являются нелинейными и их параметры зависят от уровня входного воздействия. Проявление нелинейных свойств проявляется, в первую очередь, в возникновении в спектре выходного сигнала новых спектральных составляющих, которые приводят к искажению приёма и передачи информации. Критерием проявления нелинейных свойств для усилителей и смесителей является динамический диапазон, который определяется как отношение максимальной входной мощности приёмного тракта к минимальной. Определение динамического диапазона напрямую связано с измерениями нелинейных искажений радиотехнических устройств, из которых строится приёмный тракт. Экспериментальное определение нелинейных искажений производится с помощью анализатора спектра ADVANTEST R3273. Данный анализатор спектра позволяет производить измерения нелинейных искажений от 100 Гц до 26 ГГц в широком динамическом диапазоне (более 100 дБ). Основные характеристики и инструкция по эксплуатации прибора приведены в Приложении 2.

При определении НИ усилительных и преобразовательных устройств в качестве тестируемого сигнала в основном используется, одно- и двухчастотный гармонический сигнал. Следует отметить, что расчёт и анализ нелинейных устройств является сложной задачей, которая, во многих случаях, решается с помощью специализированных программ. Одним из таких пакетов является Microwave Office (MWO). В дальнейшем при установке в TUSUR лицензионного пакета программ MWO, предназначенного для проектирования СВЧ устройств, будет производиться расчёт динамических характеристик нелинейных устройств, экспериментальное определение которых изложено ниже.

3.1 Динамические характеристики при одночастотном входном сигнале.

В общем случае передаточная функция нелинейного устройства, связывающая выходное напряжение с входным может быть аппроксимирована степенным полиномом следующим образом:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = a_1 U_{\text{ВХ}}(t) + a_2 U_{\text{ВХ}}^2(t) + a_3 U_{\text{ВХ}}^3(t) + \dots = \sum_{n=1}^{\infty} a_n U_{\text{ВХ}}^n(t) \quad (3.1)$$

Если входной сигнал $U_{\text{ВХ}}(t)$ является гармоническим сигналом:

$$U_{\text{ВХ}}(t) = U \cos(2\pi f t), \quad (3.2)$$

где U -амплитуда, f -частота, то обычно называют одночастотным сигналом.

Представляя выражение (3.2) в уравнение (3.1) получаем, что в выходном сигнале появляется гармоники входного сигнала с частотами $f_n = n f$, где $n=1, 2, 3 \dots$

Уровни этих гармоник зависят от коэффициентов a_n и от амплитуды входного сигнала можно представить в следующем виде (рис.3.1).

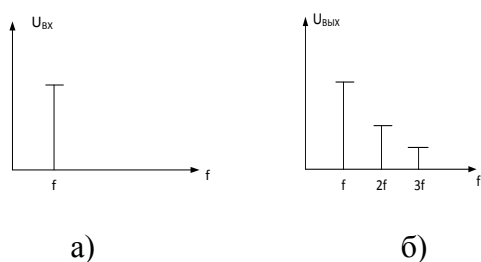


Рис.3.1 Спектр входного сигнала (а) при одночастотном воздействии и выходного (б).

По мере роста уровня входного сигнала возрастают и гармоники, поэтому для оценки допустимого уровня гармоник необходимо произвести измерение зависимости выходного сигнала от измерения мощности входного воздействия, с помощью анализатора спектра по следующей блок-схеме (рис.3.2)

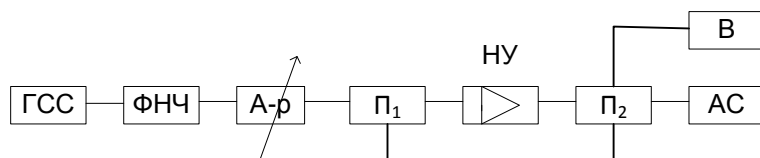


Рис.3.2.Схема измерения динамической зависимости выходного спектра при одночастотном сигнале.

Г-генератор стандартных сигналов;

ФНЧ- фильтр нижних частот ;

А-р- переменный аттенюатор;

П₁, П₂-переключатели;

НУ-нелинейное устройство;

АС-анализатор спектра;

В-ваттметр.

ФНЧ используется для минимизации гармонических составляющих генератора. С помощью переменного аттенуатора производится плавная регулировка уровня входного сигнала, если в используемом генераторе она отсутствует.

Следует отметить, что для ВЧ и СВЧ устройств, в основном, строится зависимость входной мощности от входной в логарифмическом масштабе, при этом мощность определяется в децибелмилливаттах (дБмВт):

$$P(\text{дБмВт})=10\lg P(\text{мВт}) \quad (3.3)$$

Достоинством анализатора спектра ADVANTEST R3273 является то, что он позволяет выводить спектральные составляющие непосредственно в (дБмВт), не проводя дополнительных пересчётов. При проведении экспериментальных исследований следует обязательно следить за уровнем (мощностью) сигнала на входе анализатора спектра, который не должен превышать 27 дБмВт, что соответствует 500 мВт. Если мощность сигнала (ожидаемая) может превышать данную мощность, но на входе анализатора спектра необходимо включить дополнительно фиксированный аттенуатор (ослабитель), учитывая его допустимую рассеиваемую мощность.

Динамическая зависимость выходной мощности от входной при одночастотном сигнале имеет следующий вид (рис.3.3)

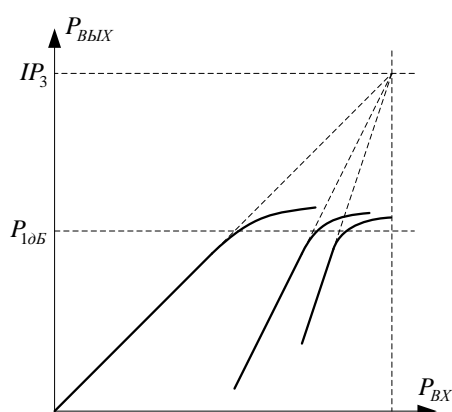


Рис.3.3 Зависимость выходной мощности нелинейного устройства (усилителя) при одночастотном сигнале.

По приведенному выше графику очень легко определить коэффициент гармоник К₂, К₃ и т.д. в децибелах как разницу между первой (основной) гармоникой и остальными. Как правило, максимальное значение имеет вторая гармоника, на которую обычно для усилителей указывают допустимую величину.

Однако следует отметить, что критерий НИ по определению гармоник используется только в широкополосных усилителях, полоса которых превышает октаву. Для более узкополосных усилителей подавление гармоник производится с помощью фильтров. Поэтому более распространённым критерием НИ при одночастотном сигнале является определение сжатия (уменьшения) коэффициента передачи по мощности для основной частоты. При этом усилитель считается линейным, если сжатие коэффициента передачи равняется 1 дБ (рис.3.3) по сравнению с малосигнальным коэффициентом передачи. Выходная мощность, соответствующая сжатию коэффициента передачи по мощности на 1 дБ, обозначается как $P_{1дБ}$.

Экспериментальное определение $P_{1дБ}$ также производится по схеме рис.3.2. в начале на вход усилителя подается малый уровень входной мощности (порядок-30 дБмВт) и определяется малосигнальный коэффициент передачи по мощности. Коэффициент передачи K_p определяется непосредственно по анализатору спектра как разность между входной и выходной мощностью:

$$K_{p(дБ)} = P_{ВЫХ(дБмВт)} - P_{ВХ(дБмВт)}. (3.3)$$

Затем, плавно увеличивая входную мощность, фиксируют значение $P_{ВЫХ}$, при котором коэффициент передачи уменьшается на 1 дБ.

По значению $P_{1дБ}$ определяется динамический диапазон усилительных устройств $D_{1дБ}$ при одночастотном входном воздействии. Нижняя граница динамического диапазона определяется минимальной мощностью сигнала, обнаруживаемого на фоне шума. Мощность шума на выходе усилителя определяется коэффициентом шума $F_{ш}$, полосой пропускания и коэффициентом усиления по мощности K_p [5,6].

$$P_{ш} = kT\Delta f \cdot K_p F_{ш}, (3.4)$$

где k - постоянная Больцмана, равна $1,38 \cdot 10^{-23} \frac{Дж}{град}$,

T -температура, определяющаяся в кельвинах (К)

(При $T=300К$, $kT = 4 \cdot 10^{-21} Вт \cdot с$)

Динамический диапазон, при этом, определяется как отношение $P_{1дБ}$ к $P_{ш}$:

$$D_{1дБ} = P_{1дБ} / kT\Delta f K_p F_{ш} (3.5)$$

При расчёте динамического диапазона по формуле (3.5) по мощности $P_{1дБ}$ необходимо выражать в ваттах, а затем перевести $D_{1дБ}$ в децибелы ($D_{1дБ} = 10 \lg D_1(\text{раз})$). Удобно рассчитывать динамический диапазон непосредственно в децибелах, переведя полосу пропускания в децибелы относительно 1 Гц

$$\Delta f(дБ) = 10 \lg(\Delta f(Гц)) (3.6)$$

Коэффициент шума $F_{ш}$, как правило, приводится в справочных данных для малошумящих усилителей или измеряется с помощью измерительного коэффициента

шума. Полоса пропускания Δf ,может быть определена с помощью измерителя S-параметров по уровню -3дБ относительно максимального значения $|S_{21}|$. В качестве примера определим динамический диапазон при одночастотном сигнале типичного усилителя малой мощности.

Пример 1

СВЧ усилитель на биполярных транзисторах в дециметровом диапазоне имеет следующие параметры:

Коэффициент усиления по мощности $K_P=20$ дБ; коэффициент шума $F_{Ш}=3$ дБ; полоса пропускания $\Delta f=200$ МГц, входная мощность по сжатию коэффициента передачи на 1дБ $P_{1дБ}=20$ мВт(13дБмВт). Требуется определить динамический диапазон $D_{1дБ}$ (дБ).Переведём полосу пропускания Δf в соответствии с (3.6) в децибелы : $\Delta f = 10 \lg 200 \cdot 10^6$ Динамический диапазон по выражению (3.7) будет равен:

$$D_{1дБ}(дБ)=174+13-20-83-3=81дБ.$$

Однако определение НИ при одночастотном входном воздействии не отражает многие эффекты, возникающие в нелинейных устройствах, поэтому более точным являются НИ, оцениваемые при двухчастотном сигнале.

6 Тема № 6

Динамические характеристики при двухчастотном сигнале.

При двухчастотном входном сигнале к входу устройства прикладывается сигнал, состоящий из двух гармонических сигналов. В этом случае входной сигнал выражается формулой:

$$U_{вх} = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t)$$

$$\text{где } \omega_1 = 2\pi f_1 \text{ и } \omega_2 = 2\pi f_2 \text{ (3.8)}$$

Подставляя в выражение (3.8) в уравнение (3.1) и раскрывая его с помощью формул кратных дуг, получаем спектр выходного сигнала при двухчастотном входном сигнале (таблица 3.1)

Таблица 3.1

Спектр выходного сигнала при двухчастотном сигнале

Постоянная составляющая	$0,5a_2 U_1 U_2$
Основные(первые) гармоники	$a_1 U_1 \cos(\omega_1 t)$ $a_2 U_2 \cos(\omega_2 t)$

Вторые гармоники	$0,5a_2U_1^2\cos 2\omega_1 t$ $0,5a_2U_2^2\cos 2\omega_2 t$
Интермодуляционные составляющие 2-ого порядка	$a_2U_1U_2\cos(\omega_1 - \omega_2)t$ $a_2U_1U_2\cos(\omega_1 + \omega_2)t$
Третьи гармоники	$0,25a_3U_1^3\cos 3\omega_1 t$ $0,25a_3U_2^3\cos 3\omega_2 t$
Интермодуляционные составляющие 3-его порядка	$0,75a_3U_1^2U_2\cos(2\omega_1 + \omega_2)t$ $0,75a_3U_2^2U_1\cos(2\omega_2 + \omega_1)t$ $0,75a_3U_1^2U_2\cos(2\omega_1 - \omega_2)t$ $0,75a_3U_2^2U_1\cos(2\omega_2 - \omega_1)t$

Как видно из таблицы 3.1 при двухчастотном сигнале, кроме гармоник, в спектре выходного сигнала возникают интермодуляционные составляющие 2-ого и 3-его порядков. При одинаковых амплитудах U_1 и U_2 спектр можно изобразить на оси частот (рис.3.4)

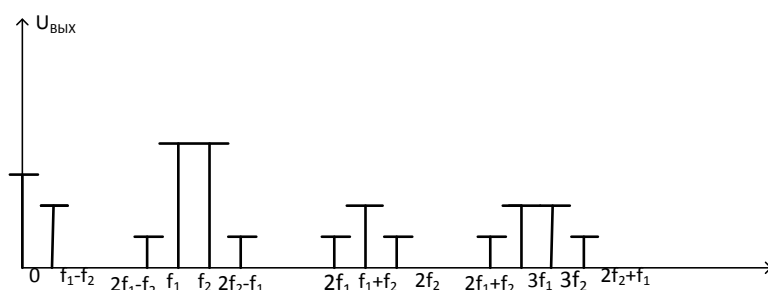


Рис.3.4 Спектр выходного сигнала нелинейного устройства при двухчастотном сигнале.

Из многообразия спектральных составляющих, возникающих в нелинейных цепях, наиболее опасным видом НИ являются интермодуляционные искажения (ИМИ) 3-его порядка с частотами $2f_2 - f_1$ и $2f_1 - f_2$, которые попадают в спектр первых гармоник. От данного вида НИ нельзя отстроиться с помощью избирательных цепей (фильтров), поэтому оценка динамического диапазона приемно-усилительных устройств по критерию ИМИ 3-его порядка является самой важной характеристикой, особенно в системах связи.

Для оценки уровня ИМИ и динамического диапазона широко используется так называемая точка IP_3 [6, 7], которая определяется путём экстраполяции зависимостей выходной мощности основной (первой) гармоники и комбинационной составляющей с частотой $2f_1 - f_2$ и $2f_2 - f_1$ (рис.3.5)

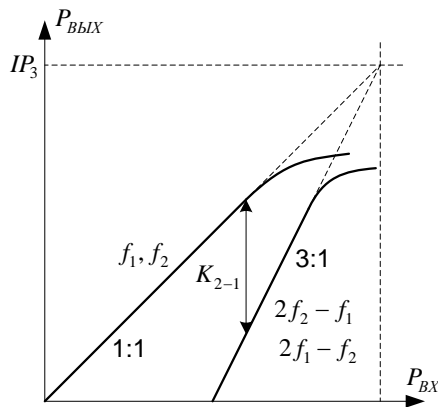


Рис.3.5 Определение точки пресечения IP_3

В логарифмическом масштабе до определённого уровня входного сигнала основные частоты (f_1 и f_2) выходного сигнала изменяются со скоростью 1 дБ на 1дБ входного воздействия, а ИМИ 3-его порядка со скоростью 3дБ, что позволяет экстраполировать данную зависимость. При существенно нелинейных режимах работы данные зависимости переходят в насыщение и отклоняются от линейных характеристик. Поэтому данная точка IP_3 является условной, соответствующая равенству мощности интермодуляционных искажений с мощностью первой гармоники, то есть практически эта точка в реальных устройствах никогда не достигается.

Однако она IP_3 позволяет сравнительно просто оценивать коэффициент ИМИ 3-его порядка K_{2-1} , определять динамический диапазон по данному критерию вплоть до начала режима насыщения(ограничения), который в связных приёмниках не допускается.

Коэффициент ИМИ можно определить через IP_3 . Следующими выражениями[5]:

$$K_{2-1}(\text{дБ}) = 2IP_3(\text{дБмВт}) - 2P_{f1}(\text{дБ}) + 3 \quad (3.9)$$

где P_{f1} - мощность основной частоты

При расчёте динамического диапазона по критерию ИМИ $D_{\text{ИМИ}}$ нижняя граница по-прежнему определяется мощностью шумов, то есть произведению $kT\Delta f K_p$, а верхняя уровнем интермодуляционных составляющих, равному уровню шумов, в этом случае $D_{\text{ИМИ}}$ будет равен:

$$D_{\text{ИМИ}} = \frac{2}{3} (IP_3(\text{дБмВт}) + 174 - \Delta f(\text{дБ}) - K_p(\text{дБ}) - F_{\text{ш}}(\text{дБ})) \quad (3.10)$$

Между точкой пересечения IP_3 и выходной мощностью по критерию сжатия коэффициента передачи на 1 дБ при одночастотном сигнале имеет взаимосвязь:

$$P_{1\text{дБ}}(\text{дБмВт}) = IP_3(\text{дБмВт}) - 10.6 \quad (3.11)$$

Однако справедливость выражения (3.11) имеет место при отсутствии в линейных цепях фазовых искажений, что не всегда соблюдается особенно в СВЧ диапазонах. Поэтому экспериментально точку IP_3 необходимо определять при двухчастотном входном сигнале, а формулу (3.11) использовать для ориентированного расчёта динамического диапазона.

Но далее ориентированный расчёт динамического диапазона по критерию ИМИ показывает существенную разницу между динамическими диапазонами при одно и двухчастотном воздействии.

Пример 1

Определим динамический диапазон по критерию ИМИ для усилителя, параметры которого приведены в примере 5. Точка пересечения IP_3 ...определяется по выражению (3.11)

$$IP_3(\text{дБмВт})=P_1(\text{дБмВт})+10,6=13+10,6=23,6 \text{ дБмВт}$$

При этом $D_{ИМИ}$ (дБ) будет равен в соответствии с (3.10):

$$D_{ИМИ} = \frac{2}{3}(23,6+174-83-20-3) = 63$$

Как видно из полученного значения, динамический диапазон по критерию ИМИ на 20дБ меньше, чем $D_{1дБ}$ определённый при одночастотном воздействии, поэтому для устройств, где предъявляются жёсткие требования к уровню НИ необходимо оценивать динамические характеристики при двухчастотном входном воздействии.

Экспериментальное определение точки пересечения IP_3 основано на измерении ИМИ 3-его порядка при двухчастотном входном воздействии. Структурная схема измерения приведена на рис.3.6

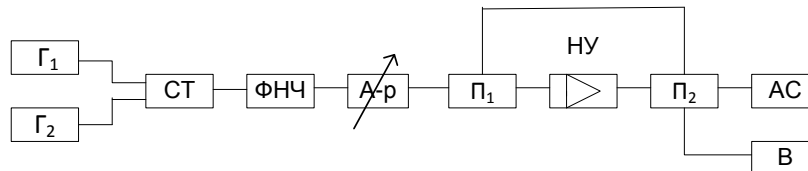


Рис.3.6 структурная схема измерения интермодуляционных искажений при двухчастотном входном сигнале.

Γ_1, Γ_2 -генераторы стандартных сигналов;

СТ- согласованный тройник;

ФНЧ- фильтр нижних частот ;

А-р- переменный аттенюатор;

Π_1, Π_2 -переключатели;

НУ-нелинейное устройство;

АС-анализатор спектра;

В-ваттметр.

При проведении измерения ИМИ вначале устанавливаются одинаковые амплитуды генераторов гармонических сигналов Γ_1 и Γ_2 . Разность частот между генераторами

устанавливается в пределах (1-5)МГц. Уровень сигналов генераторов выводится на максимальную амплитуду, затем с помощью переменного attenuатора амплитуду уменьшают до значения, когда на экране анализатора в спектре выходного сигнала начинают появляться ИМИ 3-его порядка. Они отстают от основных частот на разностную частоту между генераторами. Увеличивая входное воздействие через (5-10)дБмВт, с помощью переключателей фиксируется значения входной мощности и выходной с одним из значений ИМИ 3-нго порядка и основной частоты(f_1 и $2f_1-f_2$, или $2f_2-f_1$). По полученным значениям строится график зависимости, подобный рис.3.5 и методом экстраполяции определяется точка IP_3 .

Точка IP является качественным показателем нелинейных радиотехнических устройств (усилителей, смесителей), чем больше значение IP_3 , тем выше линейность устройства и соответственно выше достигаемый динамический диапазон.

7 Тема № 7 Преобразователи частоты

Преобразователь частоты – это радиотехническое устройство, осуществляющее процесс переноса спектра радиосигнала из одной области радиочастотного диапазона в другую при сохранении структуры сигнала. В состав преобразователя входят: смеситель, гетеродин и нагрузка для сигнала промежуточной частоты.

Процесс преобразования происходит в смесителе (шестиполоснике), содержащем нелинейный элемент, периодически изменяющий один из параметров (рис. 3.24). В качестве таких элементов используют транзисторы, лампы, варикапы и диоды.

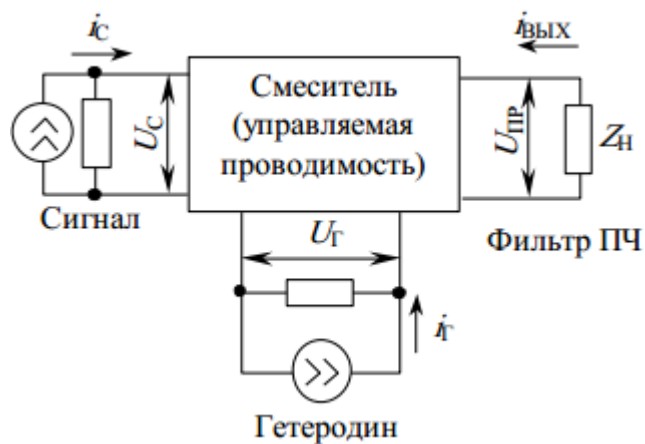


Рис. 3.24 □ Эквивалентная схема преобразователя частоты

Задача 5.1. Зависимость тока стока I_c полевого транзистора, используемого в смесителе, от напряжения на затворе U_z определяется формулой $I_c = bU_z^2$. Коэффициент $b = 1 \text{ мА/В}^2$, амплитуда напряжения $U_G = 1 \text{ В}$. Рассчитайте зависимость крутизны преобразования по первой гармонике колебания гетеродина от напряжения, смещения на затворе при изменении его от 0 до 3 В.

Задача 5.2. Транзистор КТ301 работает в качестве смесителя в следующем режиме: $U_G = 0,35 \text{ В}$, $U_{БЭ} = 0,35 \text{ В}$, $U_{КЭ} = 10 \text{ В}$. Пользуясь входной и выходной характеристиками этого транзистора (рис. 2), определите крутизну преобразования по первой гармонике колебания гетеродина.

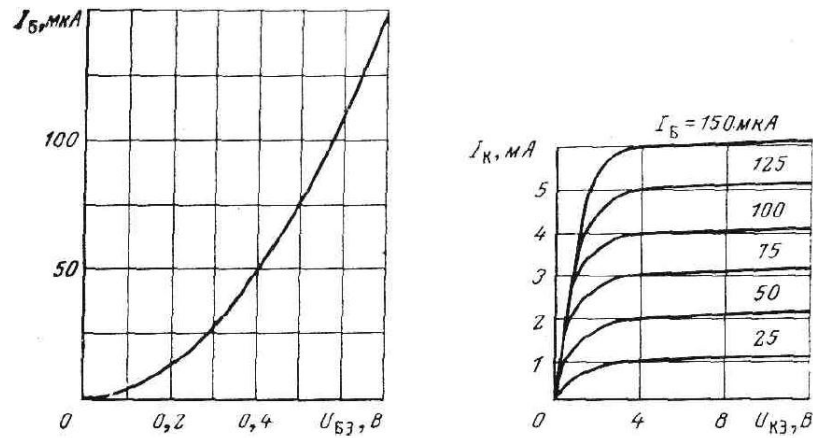


Рис.2

Задача 5.3. Проходная характеристика транзистора $I_k = bU_{БЭ}^2$ ($b = 100$ мА/В²). Амплитуда напряжения гетеродина $U_{Г} = 100$ мВ. Определите максимально возможную крутизну преобразования по первой гармонике колебания гетеродина.

8 Тема № 8

Согласованная фильтрация

Согласованная фильтрация в радиосвязи используется как для детектирования сигнала так и для его обнаружения.

Согласованный фильтр представляет собой фильтр с импульсной характеристикой $h(t)$ при $0 \leq t \leq T$. Вне этого $h(t) = 0$. Тогда выход согласованного фильтра можно записать:

$$y(t) = \int_0^t r(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau$$

Предположим, что импульсная характеристика фильтра равна $h(t) = r(T - t)$.

В таком случае отклик согласованного фильтра будет равен:

$$y(t) = \int_0^t r(\tau) \cdot r(T - t + \tau) d\tau,$$

что по определению является временной автокорреляционной функцией $r(t)$. Важным свойством согласованного фильтра состоит в том, что если сигнал подвергается воздействию аддитивного белого Гауссова шума, то фильтр согласованный с сигналом максимизирует на выходе отношение сигнал/шум.

Предположим, что принимаемый сигнал $s(t)$ состоит из сигнала $r(t)$ и шума $n(t)$ с нулевым средним и спектральной плотностью мощности $\Phi(f) = \frac{1}{2} N_0 (Bm / \Gamma y)$.

Предположим, что сигнал $s(t)$ прошел через фильтра с импульсной характеристикой $h(t)$ $0 \leq t \leq T$ и берется отчет на выходе в точке $t = T$.

$$y(t) = \int_0^t s(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau = \int_0^t r(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau + \int_0^t n(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau.$$

В точке $t = T$:

$$y(T) = y_r(T) + y_n(T).$$

То есть сигнал на выходе согласованного фильтра состоит из сигнальной компоненты и шумовой компоненты.

Задача состоит в выборе $h(t)$ такой что бы следующее выражение было максимальным:

$$ОСШ = \frac{y_r^2(T)}{E[y_n^2(T)]}.$$

Знаменатель определяет дисперсию шумовой компоненты на выходе фильтра

$$\begin{aligned}
E[y_n^2(T)] &= \int_0^T \int_0^T E[n(\tau) \cdot n(t)] h(T-\tau) h(t-\tau) dt d\tau = \\
&= \frac{1}{2} N_0 \int_0^T \int_0^T \delta(t-\tau) h(T-\tau) h(t-\tau) dt d\tau = \\
&= \frac{1}{2} N_0 \int_0^T h^2(T-\tau) dt
\end{aligned}$$

$\frac{1}{2} N_0 \delta(t-\tau)$ – автокорреляционная функция белого шума.

Заметим, что дисперсия зависит от спектральной плотности шума на входе фильтра и энергии импульсной характеристики $h(t)$.

$$\text{ОСШ} = \frac{\left(\int_0^T h(\tau) \cdot r(T-\tau) d\tau \right)^2}{\frac{1}{2} N_0 \int_0^T h^2(T-\tau) dt},$$

т. к. знаменатель зависит от энергии $h(t)$, максимум ОСШ по $h(t)$ можно получить максимизацией числителя в предположении, что знаменатель фиксирован. Максимизация числителя выполняется легко, если воспользоваться неравенством Коши-Шварца. Оно гласит, что если $g_1(t)$, $g_2(t)$ сигналы с ограниченной энергией, то

$$\left[\int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) \cdot g_2(t) dt \right]^2 = \int_{-\infty}^{\infty} g_1^2(t) dt \cdot \int_{-\infty}^{\infty} g_2^2(t) dt$$

Неравенство превращается в равенство когда $g_1(t) = C g_2(t)$, где C – константа. Положим $g_1(t) = h(t)$ и $g_2(t) = r(T-t)$, то ясно, что ОСШ максимизируется, если $h(t) = C r(T-t)$ т. е. $h(t)$ согласовано с сигналом. Константа C не входит в ОСШ т. к. Она присутствует и в числителе и знаменателе.

Выходное ОСШ на фильтре:

$$\text{ОСШ} = \frac{2}{N_0} \int_0^T r^2(t) dt = 2 \frac{E}{N_0}$$

Где E – энергия сигнала, т.е. ОСШ не зависит от формы сигнала.

Задача №1

Рассчитать отклик согласованного фильтра для сигнала содержащего в себе неискаженный и искаженный 13 элементный код Баркера. Суммарный сигнал выглядит $r = [\text{PSPRPS}]$, где $\text{PSP} = [+1 -1 +1 -1 +1 -1 +1]$. $R = [+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1]$ – код Баркера.

Для искаженного кода Баркера изменить полярность 2-х чипов кода Баркера.

Задача №2

Сформировать последовательность кода Голда. Нарисовать структурную схему генератора кода Голда. Построить автокорреляционную функцию полученной последовательности.

САМОСТОЯТЕЛЬНАЯ РАБОТА

Задачи для самостоятельного решения:

Задача 1. На вход приемника подключен эквивалент согласованной антенны. При этом мощность шума на выходе блока высоких частот (ВЧ) оказалась равной $16 \cdot 10^{-9}$ Вт.

Определите приведенный ко входу собственный шум приемника, если шумовая полоса блока ВЧ $\Delta f_{ш} = 1,8$ МГц, а его коэффициент передачи $K_p = 60$ дБ.

Задача 2. Приемник согласован с генератором сигнала, выходное сопротивление которого $R_g = 75$ Ом. Коэффициент шума приемника $K_{ш} = 16$. Определите, в каких пределах может изменяться сопротивление R_g , если допустимое увеличение коэффициента шума 12,5 %.

Задача 3. В состав радиоприемного устройства входят антенна, фидер и приемник. Для повышения чувствительности фидер охладили, при этом его коэффициент потерь стал равен 2 дБ, а шумовая температура 100 К. До какой температуры охлажден фидер?

Задача 4. В диапазоне коротких волн (КВ) вещательного приемника входная цепь содержит один колебательный контур, а усилитель радиочастоты отсутствует. Приемник настроен на частоту 12 МГц, эквивалентная добротность контура 100. Определите, во сколько раз возрастет избирательность приемника по соседнему и зеркальному каналам, если ввести каскад одноконтурного усилителя радиочастот (УРЧ) с той же добротностью контура.

Задача 5. Преселектор вещательного приемника содержит один колебательный контур. Полоса пропускания контура в диапазоне длинных волн (ДВ) 8 МГц. Эквивалентная добротность контура в диапазоне КВ 120. Как изменится избирательность приемника по зеркальному каналу, если с диапазона ДВ ($f_0 = 280$ кГц) переключится на диапазон КВ ($f_0 = 12,04$ МГц)?

Задача 6. Высокочастотный (ВЧ) блок приемника прямого усиления состоит из четырех идентичных каскадов с одиночными контурами, настроенными в резонанс. Какой должна быть эквивалентная добротность контуров, чтобы на частоте 1,5 МГц полоса пропускания приемника равнялась 6 кГц?

Задача 7. В одноконтурном УРС контур настроен на частоту 800 кГц при эквивалентном затухании 0,04. На сколько децибел будут ослаблены в УРС сигналы станций, принимаемых по соседнему (расстройка $\Delta f_{ск} = 10$ кГц) и по зеркальному каналам ($f_{пр} = 465$ кГц)?

Задача 8. Какой из транзисторов обеспечивает большее усиление на частоте $f_0 = 100$ МГц в каскаде резонансного усилителя по схеме с общим эмиттером ОЭ (ОИ): КТ312А ($|Y_{21}| = 35$ мСм, $|Y_{12}| = 1,3$ мСм) или КП350А ($|Y_{21}| = 10$ мСм, $C_{12} = 0,03$ пФ)? В обоих случаях считать $g_{к1} \approx g_{к2}$ и $m_2(1) = m_2(2)$.

Задача 9. Во сколько раз можно повысить коэффициент устойчивого усиления резонансного УРС, если от схемы с ОЭ перейти к каскадной схеме ОЭ–ОБ (общая база)?

Задача 10. Каскад УРС работает в режиме максимального усиления при заданной полосе пропускания, которая на 60 % превышает полосу пропускания изолированного контура, т.е. $P_{к. эк} = 1,6 P_{к.}$ Как изменится усиление каскада, если полосу пропускания каскада $P_{к. эк}$ уменьшить на 30 %? В обоих случаях каскад работает устойчиво.

Задача 11. Имеется четырехкаскадный УПЧ с одиночными настроенными в резонанс контурами, $\Delta f = 1$ МГц, $f_{пр} = 30$ МГц. Для увеличения избирательности предлагается попарно расстроить контуры и получить АЧХ формы S с провалом до -3 дБ на частоте $f_{пр}$. Осуществимо ли это предложение, если добротность контуров $Q = 50$?

Задача 12. Можно ли реализовать двухкаскадный УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами, АЧХ формы B , $f_{пр} = 465$ кГц, $\Delta f = 10$ кГц, располагая контурами с добротностью $Q = 53$?

Задача 13. Определите частоты настройки контуров четырехкаскадного УПЧ с попарно расстроенными контурами, $f_{пр} = 10$ МГц и $\Delta f = 0,1$ МГц для АЧХ формы B и C с провалом до -3 дБ на частоте $f_{пр}$.

Задача 14. В УПЧ с двухконтурными полосовыми фильтрами по конструктивным соображениям коэффициент связи $k_{св}$ между контурами не должен превышать $0,1$. Определите максимально допустимое число каскадов УПЧ, если $f_{пр} = 60$ МГц и АЧХ формы B .

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шварц Н. С. Линейные транзисторные усилители СВЧ.-М.: Сов. радио –с.386
2. Каганов В. И. СВЧ полупроводниковые радиопередатчики. М.:Радио и связь,1981 г.-400с.
3. Карсон Р. Высокочастотные усилители: Пер. с англ./Под ред. В.Г. Магнушеского.- М.:Радио и связь,1987 г.-432с.
4. Гупта К.,Гардж Р.,Чардха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств: пер. с англ.-М.: Радио и связь, 1987г.-432с.
5. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления: Пер. с англ./Под ред. Д.В. Лоренцо,Д.Д. Канделуола.-М.:Радио и связь,1988г.-496с.
6. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. М.:Радио и связь.1987г.-200с.
7. К. Раушер,Ф. Йанссен, Р.Минихолд. Основы спектрального анализа (Пер. с англ. проф.Смоленского С.М. под ред. проф. Гребенко Ю. А.).2002.Германия.