

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации

**Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования**

**«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)**

В.Д. Дмитриев, А. Ким

**ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ И ДИНАМИЧЕСКИХ
ХАРАКТЕРИСТИК ВЧ И СВЧ УСТРОЙСТВ**

Учебно-методическое пособие по дисциплине «Групповое
проектное обучение», «Учебно-проектная деятельность» для
студентов технических направлений подготовки и
специальностей

Томск
2025

УДК 621.37, 621.317.616
ББК 32.841
Д53

Рецензент:

Пуговкин А.В., профессор кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники ТУСУРа,
доктор технических наук

Д 53 Определение частотных и динамических характеристик ВЧ и СВЧ устройств: Методические указания для студентов технических направлений подготовки и специальностей / В.Д. Дмитриев, А. Ким – Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2025. – 38 с.

Методическое пособие предназначено для студентов, обучающихся дисциплинам «Групповое проектное обучение», «Учебно-проектная деятельность» и занимающихся расчетом и проектированием ВЧ и СВЧ устройств. В пособии рассмотрены волновые параметры рассеяния четырехполюсников (S-параметры); показана взаимосвязь S-параметров с классическими параметрами четырехполюсников; приводятся примеры построения моделей биполярных и полевых транзисторов на основе измеряемых S-параметров; представлена методика расчета динамических параметров ВЧ и СВЧ устройств.

Одобрено на заседании кафедры ТОР, протокол № 1 от 28 августа 2025 г.

УДК 621.37, 621.317.616
ББК 32.841

© Дмитриев В.Д., Ким А., 2025
© Томск. гос. ун-т систем
управления и радиоэлектроники,
2025

Оглавление

ВВЕДЕНИЕ	4
1 Частотные характеристики СВЧ четырёхполюсников.....	5
2 Определение параметров эквивалентной модели СВЧ транзисторов	17
3 Динамические характеристики радиотехнических устройств	24
СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ.....	31
ПРИЛОЖЕНИЕ А_(справочное)_ADVANTEST NETWORK ANALYZER R3672	32
ПРИЛОЖЕНИЕ Б_(справочное)_ADVANTEST SPECTRUM ANALYZER R3273	36

ВВЕДЕНИЕ

Развитие в системе образования ТУСУРа учебно-проектной деятельности (УПД) и группового проектного обучения (ГПО) предполагает участие студентов в научно-технических работах, проводимых на кафедрах вуза. Одним из перспективных направлений является ВЧ и СВЧ тематика, связанная с разработкой современных систем связи. В рамках работ проводимых на кафедре ТОР совместно с НПО «Микран» важнейшей задачей является подготовка специалистов, владеющих навыками работы с современными измерительными комплексами. К таким приборам относят измеритель параметров рассеяния (S-параметров) СВЧ четырёхполюсников и анализатор спектра фирмы ADVANTEST.

В данном методическом пособии изложены теоретические и практические основы методик измерения частотных и динамических характеристик ВЧ и СВЧ устройств с помощью приборов, показаны возможности использования полученных экспериментальных результатов при расчёте и проектирование устройств на биполярных и полевых транзисторах. Изложенный материал может быть полезен и специалистам, связанным с разработкой новых полупроводниковых приборов.

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, являются 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 – 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 (рисунок 1.1).

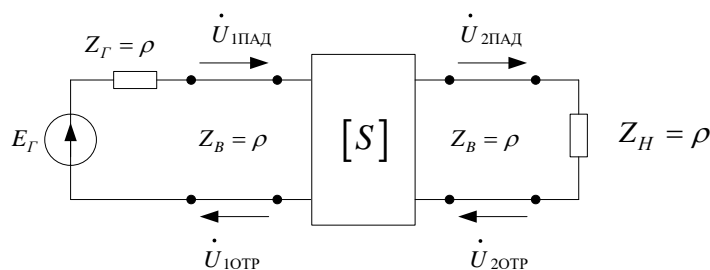


Рисунок 1.1 – Схема представления СВЧ устройства через S -параметры

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

$$Z_G = Z_H = \rho = 50 \text{ Ом.} \quad (1.1)$$

Напряжения падающих и отражённых волн для схемы, изображенной на рисунке 1.1, через S -параметры четырёхполюсника связаны соотношением:

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

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

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:

$\dot{S}_{11} = \dot{U}_{1\text{OTR}} / \dot{U}_{1\text{ПAД}}$ при $\dot{U}_{2\text{OTR}} = 0$ – коэффициент отражения по входу;

$\dot{S}_{22} = \dot{U}_{2\text{ПAД}} / \dot{U}_{2\text{OTR}}$ при $\dot{U}_{1\text{ПAД}} = 0$ – коэффициент отражения по выходу;

$\dot{S}_{21} = \dot{U}_{2\text{ПAД}} / \dot{U}_{1\text{ПAД}}$ при $\dot{U}_{2\text{OTR}} = 0$ – прямой коэффициент передачи с входа на выход;

$\dot{S}_{12} = \dot{U}_{1\text{OTR}} / \dot{U}_{2\text{OTR}}$ при $\dot{U}_{1\text{ПAД}} = 0$ – 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:

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

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

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

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:

$$\begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{11}^* & S_{12}^* \\ S_{21}^* & S_{22}^* \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.6)$$

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

$$1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \geq 0. \quad (1.7)$$

$$1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2 \geq 0. \quad (1.8)$$

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:

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \text{ и } |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = 1. \quad (1.9)$$

а также

$$\dot{S}_{11} \cdot S_{12}^* + \dot{S}_{21} \cdot S_{22}^* = 0 \text{ и } S_{11}^* \cdot \dot{S}_{12} + S_{21}^* \cdot \dot{S}_{22} = 0. \quad (1.10)$$

Уравнение (1.10) можно записать в виде:

$$|S_{11}|^2 \cdot |S_{12}|^2 = |S_{12}|^2 \cdot |S_{22}|^2, \quad (1.11)$$

$$\varphi_{11} + \varphi_{22} = \varphi_{12} + \varphi_{21} \pm \pi. \quad (1.12)$$

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.

1.2 Измерение S-параметров

Для измерения S-параметров используются векторные вольтметры, которые позволяют измерять модули и фазы падающих и отражённых волн. Верхний диапазон измеряемых частот современных приборов достигает 50 ГГц. Однако для решения многих практических задач достаточно проводить измерения S-параметров до нескольких ГГц. Одним из таких приборов является рассматриваемый при работе измеритель S-параметров ADVANTEST R3762, который позволяет измерять параметры рассеяния четырёхполюсников от 300 кГц до 3,6 ГГц.

Структурная схема прибора приведена рисунке 1.2.

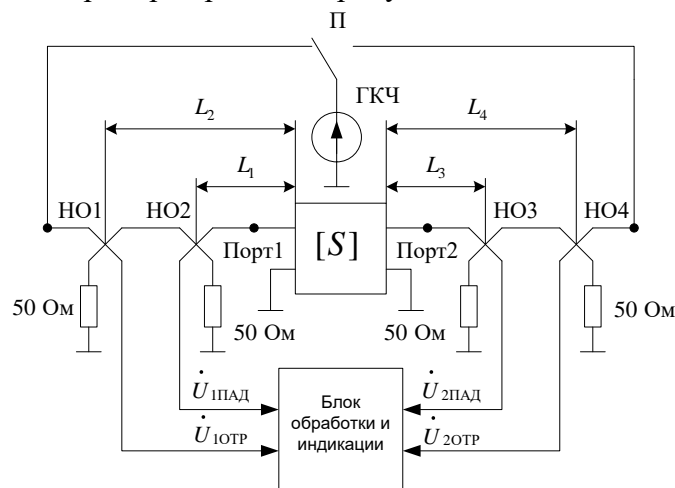


Рисунок 1.2 – Структурная схема измерителя S-параметров ADVANTEST R3762

В состав измерителя входят: генератор качающейся частоты (ГКЧ), СВЧ переключатель (П), направленные ответвители (НО1, НО2, НО3 и НО4), блок обработки и индикации. Генератор качающейся частоты (СВИП-генератор) формирует гармонический сигнал, частота которого изменяется от 300 кГц до 3,6 ГГц. С помощью СВЧ переключателя сигнал от ГКЧ поочерёдно передаётся на ПОРТ1 и ПОРТ2, что позволяет производить измерения всех S-параметров (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}) не меняя положения переключателя исследуемого четырёхполюсника.

Важнейшим устройством прибора является направленные ответвители (НО1...НО4), с помощью которых производится отвод падающих и отраженных волн из измерительного пятидесятиомного тракта. Модули и фазы S-параметров определяются следующими соотношениями:

$$|S_{11}| = |U_{1\text{ОТР}}| / |U_{1\text{ПАД}}|, \varphi_{11} = \varphi_{1\text{ОТР}} - \varphi_{1\text{ПАД}} - 2\pi(l_1 - l_2) / \lambda, \quad (1.13)$$

$$|S_{22}| = |U_{2\text{ПАД}}| / |U_{2\text{ОТР}}|, \varphi_{22} = \varphi_{2\text{ОТР}} - \varphi_{2\text{ПАД}} - 2\pi(l_3 + l_4) / \lambda, \quad (1.14)$$

$$|S_{12}| = |U_{1\text{ОТР}}| / |U_{2\text{ОТР}}|, \varphi_{12} = \varphi_{1\text{ОТР}} - \varphi_{2\text{ПАД}} - 2\pi(l_2 + l_4) / \lambda, \quad (1.15)$$

$$|S_{21}| = |U_{2\text{ПАД}}| / |U_{1\text{ПАД}}|, \varphi_{21} = \varphi_{2\text{ОТР}} - \varphi_{1\text{ПАД}} - 2\pi(l_1 + l_3) / \lambda. \quad (1.16)$$

Из выражений (1.13 – 1.16) следует, что фазы S-параметров зависят от длины измерительного тракта: пятидесятиомный кабель и отрезки длинных линий, подключаемых к измерительному объекту. Для исключения влияния длины измерительного тракта проводится калибровка прибора относительно четырёхполюсника при трёх режимах: короткого замыкания, холостого хода и пятидесятиомной нагрузке. Кроме того, для точного определения модуля и фазы коэффициентов передачи (S_{21} и S_{12}) производится калибровка на проход, при которой измеряемый четырёхполюсник заменяют отрезком пятидесятиомной линии. Порядок калибровки и проведения измерений с помощью прибора ADVANTEST R3762 приведены в приложении А.

Погрешность измерения S-параметров определяется не только точностью используемых в приборе фазометров и вольтметров, но и точностью выполнения калибровки, которая зависит от идеальности выполнения режимов короткого замыкания и холостого хода. С ростом частоты выполнение этих условий значительно усложняется, что требует изготовления специальных измерительных приспособлений для уменьшения погрешности измерений.

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

Для анализа и расчета 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 (рисунок 1.3).

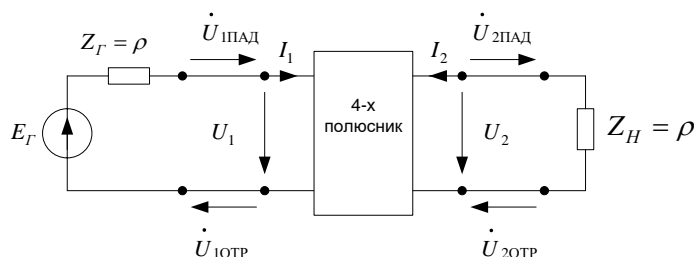


Рисунок 1.3 – Четырёхполюсник с длинными линиями нагрузки

Напряжения U_1 и U_2 (рисунок 1.3) будут равны:

$$U_1 = U_{\text{ПАД}} + U_{\text{ОТР}}, \quad (1.17)$$

$$U_2 = U_{2\text{ПАД}} + U_{2\text{ОТР}}. \quad (1.18)$$

Соответственно входной и выходной ток:

$$I_1 = (U_{\text{ПАД}} - U_{\text{ОТР}}) / \rho, \quad (1.19)$$

$$I_2 = (U_{2\text{ПАД}} - U_{2\text{ОТР}}) / \rho. \quad (1.20)$$

Токи и напряжения четырёхполюсника связаны через Y-параметры соотношениями:

$$I_1 = Y_{11} U_1 + Y_{12} U_2, \quad (1.21)$$

$$I_2 = Y_{21} U_1 + Y_{22} U_2. \quad (1.22)$$

При этом Y-параметры определяются как:

$$Y_{11} = I_1 / U_1 |_{U_2=0}, Y_{12} = I_1 / U_2 |_{U_1=0}, Y_{21} = I_2 / U_1 |_{U_2=0}, Y_{22} = I_2 / U_2 |_{U_1=0}. \quad (1.21)$$

Определим Y параметры через падающие и отражённые волны, напряжения, используя выражения (1.17 – 1.20):

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:

$$Y_{11} = \frac{1}{\rho} \left[\frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.22)$$

Подобным образом определяются и остальные Y-параметры:

$$Y_{12} = \frac{1}{\rho} \left[\frac{-2S_{12}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.23)$$

$$Y_{21} = \frac{1}{\rho} \left[\frac{-2S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.24)$$

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

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 (1.22 – 1.25), приведём без вывода Z, A и H параметры, выраженные через S-параметры Z-параметры:

$$Z_{11} = \rho \cdot \left[\frac{(1 - S_{22})(1 + S_{11}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.26)$$

$$Z_{12} = \rho \cdot \left[\frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.27)$$

$$Z_{21} = \rho \cdot \left[\frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.28)$$

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

A-параметры:

$$A_{11} = \left[\frac{1 + S_{11} - S_{22} + \Delta S}{2S_{21}} \right]. \quad (1.30)$$

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

$$A_{12} = \left[\frac{1 + S_{11} + S_{22} + \Delta S}{2S_{21}} \right]. \quad (1.31)$$

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

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

Н-параметры:

$$H_{11} = \rho \cdot \left[\frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.34)$$

$$H_{12} = \left[\frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.35)$$

$$H_{21} = \left[\frac{-2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}} \right]. \quad (1.36)$$

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

1.4 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 рисунке 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:

$$\dot{S}_{11} = \dot{U}_{\text{ИОТР}} / \dot{U}_{\text{ИПАД}} = (Z_G - Z_{BX}) / (Z_G + Z_{BX}) = (\rho - Z_{BX}) / (\rho + Z_{BX}). \quad (1.38)$$

Выразим из (1.38) входное сопротивление:

$$Z_{BX} = \rho \left(1 + \dot{S}_{11} \right) / \left(1 - \dot{S}_{11} \right).$$

Учитывая, что:

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

Получим:

$$Z_{BX} = \rho \left[\frac{1 + |S_{11}| \cos \varphi_{11} + j |S_{11}| \sin \varphi_{11}}{1 - |S_{11}| \cos \varphi_{11} - j |S_{11}| \sin \varphi_{11}} \right]. \quad (1.39)$$

Умножив числитель и знаменатель выражения (1.39) на комплексно-сопряжённое значение знаменателя, выделим реальную и мнимую составляющую входного сопротивления:

$$\operatorname{Re}(Z_{BX}) = \rho \frac{1 - |S_{11}|^2}{1 - 2|S_{11}| \cos \varphi_{11} + |S_{11}|^2}. \quad (1.40)$$

$$\operatorname{Im}(Z_{BX}) = j \frac{2|S_{11}| \sin \varphi_{11}}{1 - 2|S_{11}| \cos \varphi_{11} + |S_{11}|^2}. \quad (1.41)$$

Выражение (1.40) и (1.41) соответствуют последовательному представлению входного сопротивления (рисунок 1.4).

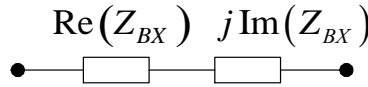


Рисунок 1.4 – Последовательное представление входного сопротивления четырёхполюсника

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

$$C_{BX} = \frac{1}{\omega \cdot \operatorname{Im}(Z_{BX})}, \quad L_{BX} = \frac{\operatorname{Im}(Z_{BX})}{\omega}. \quad (1.42)$$

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

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

$$\operatorname{Re}(Y_{BX}) = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{1 - |S_{11}|^2}{1 + 2|S_{11}| \cos \varphi_{11} + |S_{11}|^2}. \quad (1.43)$$

$$\operatorname{Im}(Y_{BX}) = -\frac{1}{\rho} \frac{2|S_{11}| \sin \varphi_{11}}{1 + 2|S_{11}| \cos \varphi_{11} + |S_{11}|^2}. \quad (1.44)$$

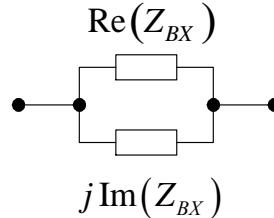


Рисунок 1.5 – Параллельное представление входного сопротивления четырёхполюсника

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

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]:

$$\dot{S}'_{11} = \dot{S}_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\dot{\Gamma}_H}{1 - \dot{S}_{22}\dot{\Gamma}_H}, \quad (1.45)$$

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} заменяется на коэффициент отражения по выходу \dot{S}'_{22} :

$$\text{Re}(Z_{BbIX}) = \rho \frac{1 - |S_{22}|^2}{1 - 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2}, \quad (1.46)$$

$$\text{Im}(Z_{BbIX}) = \rho \frac{2|S_{22}|\cos\varphi_{22}}{1 - 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2}, \quad (1.47)$$

$$\text{Re}(Y_{BbIX}) = \frac{1}{\rho} \frac{1 - |S_{22}|^2}{1 - 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2}, \quad (1.48)$$

$$\text{Im}(Y_{BbIX}) = -j \frac{1}{\rho} \frac{2|S_{22}|\cos\varphi_{22}}{1 - 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2}. \quad (1.49)$$

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

$$\dot{S}'_{22} = \dot{S}_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\dot{\Gamma}_G}{1 - \dot{S}_{11}\dot{\Gamma}_G}, \quad (1.50)$$

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 в основном 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 $\delta[3]$. Коэффициент настраиваемости по входу и выходу определяются на основе Y-параметров:

$$\delta_{BX} = \frac{|dY_{BX} / Y_{BX}|}{|dY_H / Y_H|} = \frac{|Y_{12}Y_{21}||Y_H|}{|Y_{BbLX}Y_H||Y_{BX}(Y_{BbLX} + Y_H) - Y_{12}Y_{21}|}, \quad (1.51)$$

$$\delta_{BbLX} = \frac{|dY_{BbLX} / Y_{BbLX}|}{|dY_\Gamma / Y_\Gamma|} = \frac{|Y_{12}Y_{21}||Y_\Gamma|}{|Y_{BbLX}Y_\Gamma||Y_{BbLX}(Y_{BX} + Y_\Gamma) - Y_{12}Y_{21}|}. \quad (1.52)$$

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 (1.22) – (1.25). 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:

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= 0,72; \varphi_{11} = -147^\circ; |S_{12}| = 0,065; \varphi_{12} = -4^\circ; \\ |S_{21}| &= 2,33; \varphi_{21} = 77^\circ; |S_{22}| = 0,2; \varphi_{22} = -101^\circ. \end{aligned}$$

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 $Z_\Gamma = Z_{BX}^*$ и $Z_H = Z_{BbLX}^*$).

Входное сопротивление транзистора представим в виде последовательного соединения элементов, а выходное – в виде параллельного соединения. В соответствии с выражением (1.43) и (1.44) реальная и мнимая составляющие входного сопротивления будут равны:

$$\begin{aligned} \text{Re}(Z_{BX}) &= 50 \frac{1 - 0,72^2}{1 - 2 \cdot 0,72 \cos(-147) + 0,72^2} = 8,83 \text{ Ом}, \\ \text{Im}(Z_{BX}) &= 50 \frac{2 \cdot 0,72 \cdot \sin(-147)}{1 - 2 \cdot 0,72 \cdot \cos(-147) + 0,72^2} = -14,4 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

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

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

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

$$\begin{aligned} \text{Re}(Y_{BbLX}) &= \frac{1}{50} \frac{1 - |S_{22}|^2}{1 + 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2} = 0,019 \text{ См}, \\ \text{Im}(Y_{BbLX}) &= -j \frac{1}{50} \frac{2|S_{22}|\sin\varphi_{22}}{1 + 2|S_{22}|\cos\varphi_{22} + |S_{22}|^2} = j0,11 \text{ См}. \end{aligned}$$

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

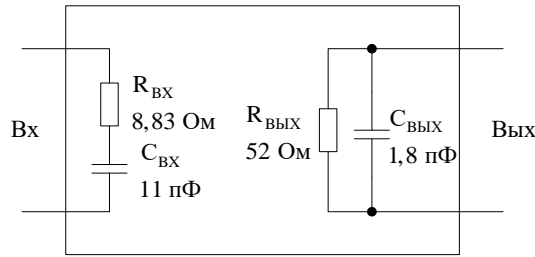


Рисунок 1.6 – Представление входного и выходного сопротивления СВЧ транзистора 3П603А-2 на частоте $f = 1 \text{ ГГц}$

По выражениям для расчёта коэффициентов настраиваемости вначале (1.22) – (1.25) определим Y-параметры:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= 0,0154 + j0,064, \\ Y_{12} &= 0,0013 - j0,00036, \\ Y_{21} &= 0,114 + j0,0135, \\ Y_{22} &= 0,01 + j0,0135. \end{aligned}$$

Соответственно:

$$\begin{aligned} Y_{B\text{Х}} &= 0,02(1 - S_{11})(1 + S_{11}) = 0,031 + j0,051, \\ Y_{B\text{ВЫХ}} &= 0,02(1 - S_{22})(1 + S_{22}) = 0,019 + j0,011. \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} \delta_{B\text{Х}} &= \frac{|Y_{12}Y_{21}| |Y_{B\text{ВЫХ}}|}{|Y_{B\text{ВЫХ}} + Y_{B\text{ВЫХ}}^*| |Y_{B\text{Х}}(Y_{B\text{Х}} + Y_G) + Y_{12}Y_{21}|} = 0,112, \\ \delta_{B\text{ВЫХ}} &= \frac{|Y_{12}Y_{21}| |Y_{B\text{Х}}|}{|Y_{B\text{Х}} + Y_{B\text{Х}}^*| |Y_{B\text{ВЫХ}}(Y_{B\text{ВЫХ}} + Y_G) - Y_{12}Y_{21}|} = 0,266. \end{aligned}$$

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 итераций, 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.

1.5 Коэффициент усиления по мощности четырёхполюсников

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

$$K_P = P_{B\text{ВЫХ}} / P_{B\text{Х}}, \quad (1.53)$$

где $P_{BbIX} = |U_{BbIX}|^2 \operatorname{Re}(Y_H)$, $P_{BX} = |U_{BX}|^2 \operatorname{Re}(Y_{BX})$ – 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:

$$K_P = |S_{21}|^2. \quad (1.54)$$

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]:

$$K_{P \max} = \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}. \quad (1.55)$$

При определении $K_{P \max}$ считается, что коэффициент передачи в обратном направлении $S_{12} = 0$. Более точное значение максимального коэффициента передачи можно определить с помощью так называемого реализуемого коэффициента передачи по мощности $K_{P \text{ реал}}$, в котором учитывается влияние обратной связи. Расчёт данного коэффициента производится на основе Y-параметров [3]:

$$K_{P \text{ реал}} = \frac{4|Y_{21}|G_\Gamma G_H}{|(Y_{BX} + Y_\Gamma)(Y_{BX} - Y_\Gamma) - Y_{12}Y_{21}|^2}, \quad (1.56)$$

где $G_H = \frac{1}{2\operatorname{Re}(Y_{BX})} \sqrt{((2\operatorname{Re}(Y_{BX})\operatorname{Re}(Y_{BbIX}) - \operatorname{Re}(Y_{12})\operatorname{Re}(Y_{21}))^2 - |Y_{12}Y_{21}|^2)}$ – проводимость нагрузки;

$G_\Gamma = \frac{1}{2\operatorname{Re}(Y_{BbIX})} \sqrt{((2\operatorname{Re}(Y_{BX})\operatorname{Re}(Y_{BbIX}) - \operatorname{Re}(Y_{12})\operatorname{Re}(Y_{21}))^2 - |Y_{12}Y_{21}|^2)}$ – проводимость генератора;

$Y_{BbIX} = \rho \frac{1 - S_{22}}{1 + S_{22}}$ – 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_Y :

$$K_Y = \frac{1 + |\Delta S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|}, \quad (1.57)$$

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 ($K_Y > 1$). При этом $K_{P \max \max}$ будет равен:

$$K_{P \max \max} = \frac{\left| \frac{S_{21}}{S_{12}} - 1 \right|^2}{2K_y \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| - 2 \operatorname{Re} \left(\frac{S_{21}}{S_{12}} \right)}. \quad (1.58)$$

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 $K_y < 1$ невозможно обеспечить двухстороннее согласование, а только со стороны входа или выхода. При этом, для маломощных усилителей используется согласование по входу, а для усилителей мощности – по выходу. Расчет коэффициента передачи по мощности в таком случае проводится по выражению (1.56), где учитываются реализованные проводимости нагрузки и генератора. Коэффициент передачи по мощности принято определять в децибелах (дБ):

$$K_P (\text{дБ}) = 10 \lg (K_P). \quad (1.59)$$

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 ($f = 1$ 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:

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

2 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 четырехполюсников на одной частоте не даёт информацию об их поведении на других частотах. Чтобы учесть частотные изменения параметров четырехполюсников, 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.

2.1 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 четырехполюсников (рисунок 2.1)

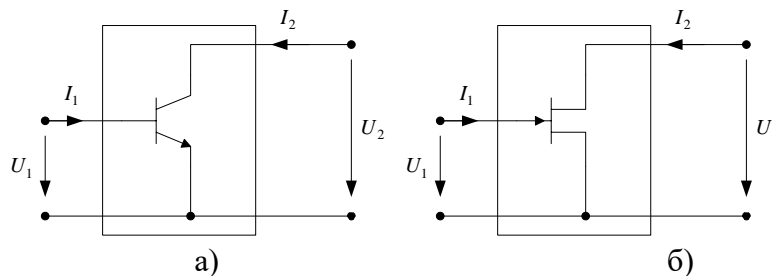


Рисунок 2.1 – Схема представления биполярного транзистора по схеме ОЭ (а) и полевого транзистора на схеме с ОИ (б)

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, представленный на рисунке 2.2.

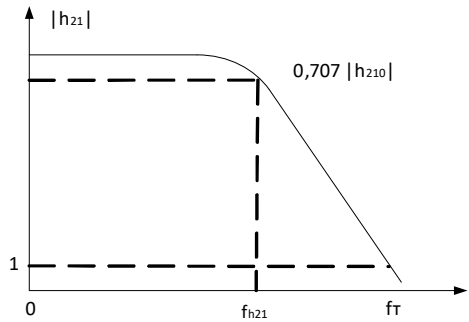


Рисунок 2.2 – Частотная зависимость $|h_{21}|$ для транзисторов по схеме ОЭ и ОИ

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 (рисунок 1.1), при этом коэффициент $|h_{21}|$ определяется в соответствии с выражением (1.40):

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

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 $K_{P_{max\ max}}$ (см. раздел 1.4). На максимальной частоте генерации f_{MAX} коэффициент $K_{P_{max\ max}}$ равен единице. Известно, что на частоте выше $0,1f_T$ коэффициент $K_{P_{max\ max}}$ также уменьшается со скоростью в 6 дБ на октаву, поэтому для нахождения максимальной частоты генерации f_{MAX} достаточно определить величину $K_{P_{max\ max}}$ на одной частоте, которая выше $0,1f_T$. При этом частота f_{MAX} определяется простым соотношением:

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

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_{h21} , соответствующая значению $|h_{21}|$, равного 0,707 от $|h_{210}|$ – низкочастотного значения (на частоте 1-10 МГц).

2. После определения частоты f_{h21} измеряются S-параметры транзисторов на частоте, превышающей $5f_{h21}$, 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 максимальный однонаправленный коэффициент усиления по мощности $K_{P_{max\ max}}$. По формулам (1.60) и (1.61) и по его значению находится максимальная частота генерации f_{MAX} на основании выражения (2.5).

Пример 3:

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

1) NE856 (при $U_{КЭ} = 10$ В и $I_Э = 30$ мА):

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= 0,63; \varphi_{11} = -66^\circ; |S_{12}| = 0,022; \varphi_{12} = 20^\circ, \\ |S_{21}| &= 9,3; \varphi_{21} = 105^\circ; |S_{22}| = 0,37; \varphi_{22} = -27^\circ. \end{aligned}$$

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 покажет значение $K_y = 1,05$, что говорит о потенциальной неустойчивости транзистора, так как его величина близка к 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 $U_{СИ} = 7$ В и $I_C = 100$ мА на частоте $f = 250$ МГц имеет следующие S-параметры:

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= 0,86; \varphi_{11} = -52^\circ; |S_{12}| = 0,035; \varphi_{12} = 58^\circ, \\ |S_{21}| &= 4,6; \varphi_{21} = 143^\circ; |S_{22}| = 0,38; \varphi_{22} = -32^\circ. \end{aligned}$$

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 близких к единице величина максимальной частоты генерации получается существенно завышенной, и поэтому необходимо определить $|S|$ -параметры на частотах, где K_y будет больше единицы.

2.2 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 отсутствуют 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 (рисунок 2.3).

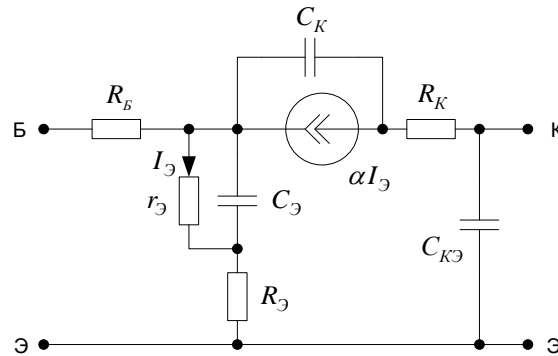


Рисунок 2.3 – Эквивалентная схема кристалла биполярного транзистора по схеме ОЭ

На рисунке 2.3 указаны следующие элементы эквивалентной схемы: $R_Б$ – сопротивление базы; $r_Э$ – дифференциальное сопротивление эмиттера; $R_Э$ – контактное сопротивление эмиттера; $C_Б$ – ёмкость перехода коллектор-база; $R_К$ – контактное сопротивление коллектора; $C_КЭ$ – ёмкость коллектор-эмиттер; α – коэффициент усиления по току в схеме с общей базой.

Для схемы, приведённой на рисунке 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 $Z_{BX} = R + \frac{1}{j\omega C}$;

$$R = R_Б + R_Э + r_Э ;$$

$$C = [\omega_T' (R_Э + r_Э)]^{-1} ;$$

$$\omega'_T = \frac{\omega_T}{1 + (\omega_T C_K Z_0 / \alpha_0)}.$$

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

где $Z_{BbLX} = \frac{R_0}{1 + j\omega R_0 C_0};$

$$R_0 = \frac{1}{\omega_T C_K};$$

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

$$|S_{12}| = \frac{2Z_0 (R_{Э} + r_{Э}) \sqrt{1 + R_{Э}}}{(R + Z_0)(R + Z_0) \sqrt{1 + (\omega T_0)^2}}. \quad (2.8)$$

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

где $T_0 = \frac{1}{\omega_{\alpha}} + C_{Э} r_{Э}.$

$$|S_{21}| = \frac{2Z_0 \omega_T}{\omega(R + Z_0)}. \quad (2.8)$$

$$\varphi_{21} = 90 - \arctg(-1 / \omega C(R + Z_0)). \quad (2.9)$$

где ω_T – 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:

$$C_K = \frac{1 - 2|S_{22}| \cos \varphi_{22} + |S_{22}|^2}{Z_0 (1 - |S_{22}|) \omega r}. \quad (2.10)$$

$$R_{Э} + r_{Э} = 1 / \omega'_T C_0. \quad (2.11)$$

где $\omega'_T = \frac{\omega_T \alpha}{\alpha + \omega_T C_K Z_0};$

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

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

$$R_B = \frac{Z_0 (1 - |S_{11}|)}{1 - 2|S_{11}| \cos \varphi_{11} + |S_{11}|^2} - \frac{1}{\omega'_m C_0}. \quad (2.12)$$

$$R_K = m R_B, \quad (2.13)$$

где $m = 0,35 \dots 0,5.$

$$C_{Э} = 1 / \omega_{\alpha} (R_{Э} + r_{Э}). \quad (2.14)$$

$$C_{KЭ} = \frac{1}{\omega} \operatorname{Im} \left[\frac{1}{Z_0} \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12} S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12} S_{21}} \right]. \quad (2.15)$$

Дифференциальное сопротивление определяется известным соотношением через ток эмиттера $I_{\mathcal{E}}$:

$$r_{\mathcal{E}} = \varphi_m / I_{\mathcal{E}}. \quad (2.16)$$

где $\varphi_m = 26$ мВ – температурный потенциал.

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

$$\alpha = |h_{21}| / (1 + |h_{21}|). \quad (2.17)$$

где $|h_{21}|$ определяется через S-параметры в соответствии с 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 – 100 МГц), 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 4:

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

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= 0,618 ; \varphi_{11} = -66^\circ ; |S_{12}| = 0,016 ; \varphi_{12} = 79^\circ , \\ |S_{21}| &= 16,3 ; \varphi_{21} = 149^\circ ; |S_{22}| = 0,79 ; \varphi_{22} = -27^\circ . \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} C_K &= 1,63 \text{ пФ}; R_B = 14,6 \text{ Ом}; r_{\mathcal{E}} = 0,86 \text{ Ом}; R_{\mathcal{E}} = 8,3 \text{ Ом}; \\ C_{KЭ} &= 5,7 \text{ пФ}; C_{\mathcal{E}} = 9,5 \text{ пФ}; R_K = 5,1 \text{ Ом}; \alpha = 0,965. \end{aligned}$$

2.3 Определение элементов эквивалентной схемы полевых транзисторов

В СВЧ диапазоне в основном используются полевые транзисторы с барьером Шоттки (ПТШ). Эквивалентная схема кристалла ПТШ состоит из следующих элементов (рисунок 2.4)

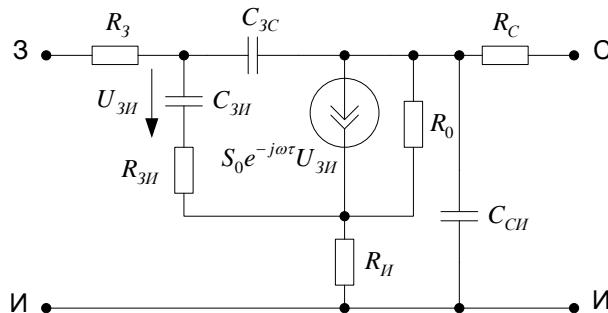


Рисунок 2.4 – Эквивалентная схема ПТШ

На данной схеме отображены следующие элементы, соответствующие физической модели транзистора: R_3, R_C, R_H – контактные сопротивления затвора, стока и истока; R_{3H} – сопротивление канала ПТШ; C_{3H} – ёмкость затвор-исток является мерой измерения заряда к приложенному напряжению на затворе; S_0 – крутизна зависимого источника, τ – время пролёта зарядов через затвор; R_0 – выходное сопротивление; C_{CI} – паразитная ёмкость сток-исток.

Для эквивалентной схемы (рисунок 2.3) были получены Y-параметры [4]:

$$Y_{11} = \omega^2 C_{3H} (R_{3H} + R_H + R_3) A^2 + j\omega (AC_{3H} + C_{3C}). \quad (2.18)$$

где $A = 1 / [1 + R_H (S_0 + G_0)]$;

$$G_0 = 1 / R_0.$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{3C}. \quad (2.19)$$

$$Y_{21} = S_0 A - j\omega \{ C_{3C} + S_0 A [\tau + AC_{3C} (R_3 + R_H)] \}. \quad (2.20)$$

где $\tau = C_{3H} / S_0$.

$$Y_{22} = AG_0 + j\omega (AC_{3H} + C_{3C}). \quad (2.21)$$

Разрешая систему уравнений (2.18) – (2.21) относительно элементов эквивалентной схемы, были получены следующие выражения для определения через Y-параметры:

$$S_0 = \sqrt{(\operatorname{Re}(Y_{21} - Y_{12}))^2 + (\operatorname{Im}(Y_{21} - Y_{12}))^2}. \quad (2.22)$$

$$G_0 = \operatorname{Re}(Y_{22}) \cdot S_0 / \operatorname{Re}(Y_{21}). \quad (2.23)$$

$$C_{3C} = -\operatorname{Im}(Y_{21}) / \omega. \quad (2.24)$$

$$C_{CI} = (\operatorname{Im}(Y_{22}) + \operatorname{Im}(Y_{12})) / \omega. \quad (2.25)$$

$$C_{3H} = \frac{(\operatorname{Im}(Y_{11}) + \operatorname{Im}(Y_{12}))}{A\omega}. \quad (2.26)$$

$$R_H = \frac{S_0 - \operatorname{Re}(Y_{21})}{S_0 (\operatorname{Re}(Y_{21}) + \operatorname{Re}(Y_{12}))}. \quad (2.27)$$

$$R_{3H} = \left| \frac{\operatorname{Im}(Y_{21}) + \omega (C_{3C} + \tau S_0)}{\omega S_0 C_{3H}} \right|. \quad (2.28)$$

Предварительные расчёты показали, что контактные сопротивления R_3 и R_C , выраженные через Y-параметры, имеют завышенные значения. Поэтому данные элементы определяются по следующим выражениям:

$$R_C = \frac{1}{G} (1 + S_0 R_H) |1 - S_{22}| - Z_0 |1 + S_{22}| - R_H. \quad (2.29)$$

$$R_3 = \left| \frac{f_T^2 R_0 - 4 f_{MAX}^2 R_{3H}}{4 f_{MAX}^2 + 8 \pi f_{MAX}^2 f_T R_C R_{3C}} \right|. \quad (2.30)$$

3 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 Б.

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 ТУСУРе 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 имеется ввиду одночастотный сигнал.

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

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

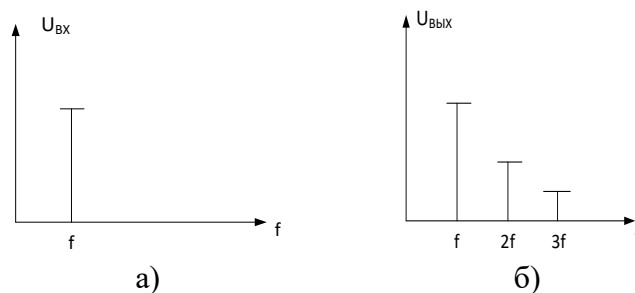


Рисунок 3.1 – Спектр входного сигнала (а) при одночастотном воздействии и выходного (б)

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 (рисунок 3.2)

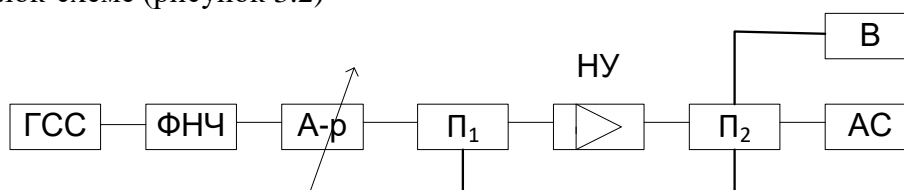


Рисунок 3.2 – Схема измерения динамической зависимости выходного спектра при одночастотном сигнале

На рисунке 3.2: 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 аттенюатора 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):

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

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 аттенюатор (ослабитель), учитывая его допустимую рассеиваемую мощность.

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

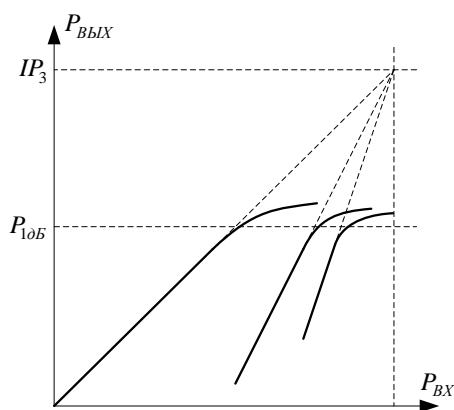


Рисунок 3.3 – Зависимость выходной мощности нелинейного устройства (усилителя) при одночастотном сигнале

По приведенному выше графику очень легко определить коэффициент гармоник K_2, K_3 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 распространенным 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 (рисунок 3.3) по сравнению с малосигнальным коэффициентом передачи. Выходная мощность, соответствующая сжатию коэффициента передачи по мощности на 1 дБ, обозначается как P_1 дБ.

Экспериментальное определение P_1 дБ также производится по схеме, представленной на рисунке 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:

$$K_p (\text{дБ}) = P_{\text{ВЫХ}} (\text{дБмВт}) - P_{\text{ВХ}} (\text{дБмВт}). \quad (3.4)$$

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

По значению P_1 дБ определяется динамический диапазон усилительных устройств D_1 дБ при одночастотном входном воздействии. Нижняя граница динамического диапазона определяется минимальной мощностью сигнала, обнаруживаемого на фоне шума. Мощность шума на выходе усилителя определяется коэффициентом шума $F_{\text{ш}}$, полосой пропускания и коэффициентом усиления по мощности K_p [5, 6].

$$P_{\text{ш}} = kT\Delta f \cdot K_p F_{\text{ш}}, \quad (3.5)$$

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

T – температура, определяющаяся в кельвинах (К);

При $T = 300 \text{ К}$ $kT = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вт} \cdot \text{с}$.

Динамический диапазон при этом определяется как отношение P_1 (дБ) к $P_{ш}$:

$$D_1(\text{дБ}) = P_1(\text{дБ}) / kT\Delta f K_p F_{ш}. \quad (3.6)$$

При расчёте динамического диапазона по формуле (3.6) по мощности P_1 (дБ) необходимо выражать в ваттах, а затем перевести D_1 (дБ) в децибелы ($D_1(\text{дБ}) = 10 \lg D_1(\text{ватт})$). Удобно рассчитывать динамический диапазон непосредственно в децибелах, переводя полосу пропускания в децибелы относительно 1 Гц:

$$\Delta f (\text{дБ}) = 10 \lg (\Delta f (\text{Гц})). \quad (3.7)$$

Коэффициент шума $F_{ш}$, как правило, приводиться в справочных данных для маломощных 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 5:

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

Коэффициент усиления по мощности $K_p = 20$; коэффициент шума $F_{ш} = 3$ дБ; полоса пропускания $\Delta f = 200$ МГц; входная мощность по сжатию коэффициента передачи на 1дБ $P_1(\text{дБ}) = 20 \text{ мВт} (13 \text{ дБмВт})$. Требуется определить динамический диапазон D_1 (дБ). Переведём полосу пропускания Δf в соответствии с (3.7) в децибелы: $\Delta f = 10 \lg 200 \cdot 10^6$. Динамический диапазон по выражению (3.7) будет равен:

$$D_1(\text{дБ}) = 174 + 13 - 20 - 83 - 3 = 81 \text{ дБ}.$$

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

3.2 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:

$$U_{BX} = U_1 \cos(\omega_1 t) + U_2 \cos(\omega_2 t), \quad (3.8)$$

где $\omega_1 = 2\pi f_1$;
 $\omega_2 = 2\pi f_2$.

Подставляя 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	$0,5a_2U_1U_2$
Основные(первые) гармоники	$a_1U_1 \cos(\omega_1 t)$ $a_2U_2 \cos(\omega_2 t)$
Вторые гармоники	$0,5a_2U_1^2 \cos 2\omega_1 t$ $0,5a_2U_2^2 \cos 2\omega_2 t$

Продолжение таблицы 3.1

Интермодуляционные составляющие 2-ого порядка	$a_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t$ $a_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t$
Третьи гармоники	$0,25 a_3 U_1^3 \cos 3\omega_1 t$ $0,25 a_3 U_2^3 \cos 3\omega_2 t$
Интермодуляционные составляющие 3-его порядка	$0,75 a_3 U_1^2 U_2 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t$ $0,75 a_3 U_2^2 U_1 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t$ $0,75 a_3 U_1^2 U_2 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t$ $0,75 a_3 U_2^2 U_1 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t$

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 (рисунок 3.4)

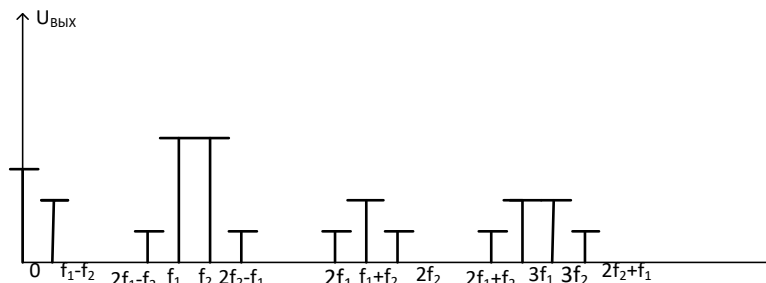


Рисунок 3.4 – Спектр выходного сигнала нелинейного устройства при двухчастотном сигнале

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 $2f_2 - f_1$ (рисунок 3.5).

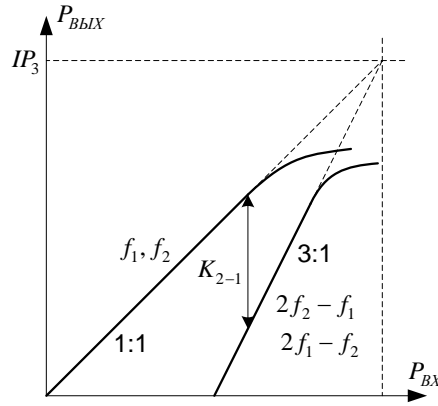


Рисунок 3.5 – Определение точки пресечения IP_3

В логарифмическом масштабе до определённого уровня входного сигнала основные частоты (f_1 и f_2) выходного сигнала изменяются со скоростью 1 дБ на 1 дБ входного воздействия, а ИМИ 3-его порядка со скоростью 3 дБ, 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, соответствующей равенству мощности интермодуляционных искажений с мощностью первой гармоники, то есть практически эта точка в реальных устройствах никогда не достигается.

Однако 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 $D_{ИМИ}$ 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 $D_{ИМИ}$ будет равен:

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

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

$$P_1(\text{дБмВт}) = IP_3(\text{дБмВт}) - 10,6. \quad (3.11)$$

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 6:

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 20 дБ меньше, чем D_1 (дБ), 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-го порядка при двухчастотном входном воздействии. Структурная схема измерения приведена на рисунке 3.6.

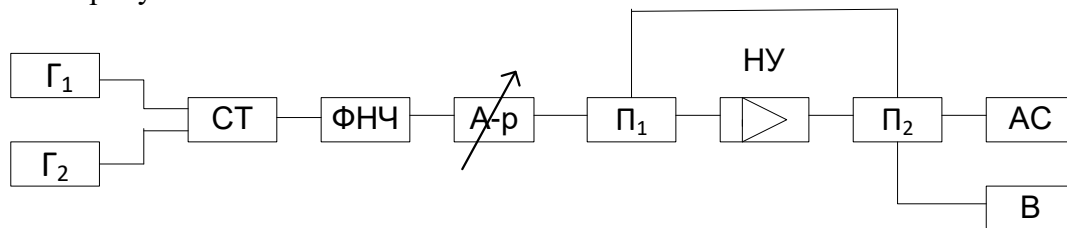


Рисунок 3.6 – Структурная схема измерения интермодуляционных искажений при двухчастотном входном сигнале

На рисунке 3.6: 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 аттенюатора 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 фиксируются 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 рисунку 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.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шварц Н.С. Линейные транзисторные усилители СВЧ /Н.С. Шварц. – М.: Советское радио, 1980. – 386 с.
2. Каганов В.И. СВЧ полупроводниковые радиопередатчики /В.И. Каганов. – М.: Радио и связь, 1981. – 400 с.
3. Карсон Р. Высокочастотные усилители /Р. Карсон; пер. с англ. В.Ф. Ткаченко; под ред. В.Г. Магнусешского. - М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.
4. Гупта К., Гардж Р., Чардха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чардха; пер. с англ. Бродецкая С.Д. - М.: Радио и связь, 1987. – 432 с.
5. Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принципы работы и технология изготовления /Под ред. Д.В. Лоренцо, Д.Д. Канделуола; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1988. – 496 с.
6. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах /Н.З. Шварц. – М.: Радио и связь, 1987. – 200 с.
7. Раушер К., Йанссен Ф., Минихолд Р. Основы спектрального анализа /К. Раушер, Ф. Йанссен, Р. Минихолл; пер. с англ. проф. С.М. Смольского; под ред. проф. Ю.А. Гребенко. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 224 с.

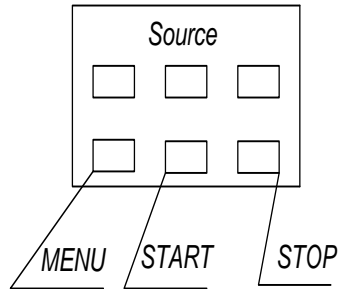
ПРИЛОЖЕНИЕ А

(справочное)

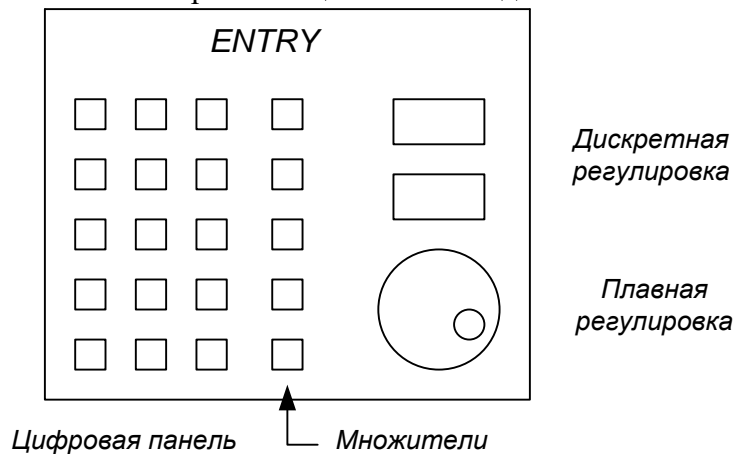
ADVANTEST NETWORK ANALYZER R3672

Подготовка к работе (измерение S – параметров).

1. Включить кнопкой Power (ON).
2. Выставить частоты, на которых будет происходить измерение.



Частота устанавливается при помощи панели ввода ENTRY

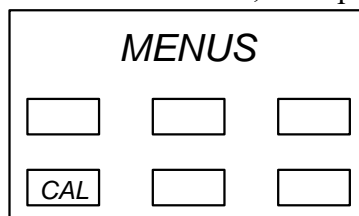


3. При помощи кнопки MENU на панели SOURCE устанавливаем уровень измерительного сигнала, подаваемого в тракт.

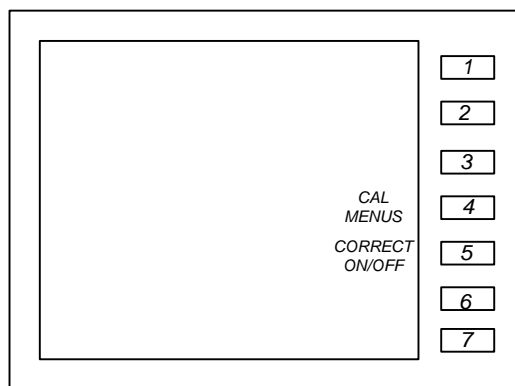
MENU (на экране) => OUTPUT LEVEL (кнопки справа от экрана «функциональные»). Уровень сигнала устанавливаем при помощи панели ввода ENTRY любым удобным способом (плавно, дискретно, ввод с клавиатуры).

4. Калибровка.

а. Нажатием кнопки CAL на панели MENUS, на экране выбираем пункт CAL MENUS.



Примечание: если калибровка не в первый раз в течение работы, проверить выключен ли пункт “CORRECT” ON/OFF, поставить в положение “OFF” при помощи кнопки 5 (выключить корректировку).



б. После нажатия “CAL MENUS” появится окно. Если калибровка проходит не в первый раз в течение работы, нажать “CLEAR CAL DATA” (очистить калибровочные данные) при помощи клавиатуры на правой стороне экрана.

в. Калибровка по одному порту (на отражение) выбрать порт кнопками CH1 или CH2 на панели ACTIVE CHANNEL:

- нажать на правой части экрана 1 PORT FULL CAL;
- обеспечить режим холостого хода, нажать на кнопку OPEN на правой части экрана;
- обеспечить режим короткого замыкания, нажать на кнопку SHOT на правой части экрана;
- обеспечить режим полного согласования, подключив нагрузку 50 Ом, нажать на кнопку LOAD на правой части экрана;
- нажать на DONE 1 PORT в нижней правой части экрана;
- можно переписать поправки с 1-го порта на 2-ой, нажатием кнопки CAL COPY CH1 => CH2 на экране, однако делать это следует только в случае полной идентичности кабелей, подключенных к разным портам, иначе следует делать калибровку по обоим портам;
- сохраняем калибровочные данные, нажатием кнопки SAVE REG в правой части экрана, выбираем любой из представленных регистров для сохранения (не важно, какой);

г. Калибровка по двум портам (на проход).

- калибровку по одному порту не выполнять!;
- нажать кнопку 2 PORT FULL CAL в правой части экрана;
- в появившемся окне выбрать REFLECTN;
- выполнить по первому порту калибровку аналогично пункту (в);
- выполнить по второму порту калибровку аналогично пункту (в);
- нажать DONE REFLECT N в нижней правой части экрана;
- в появившемся окне нажать TRANSMISSION;
- обеспечить передачу с первого порта на второй посредством соединения кабелей;
- нажать подряд кнопки:

FWD TRNS THRU
FWD MATCH THRU
REV TRNS THRU
REV MATCH THRU

- нажать DONE – выйти из подменю TRNS;
- в появившемся окне нажать ISOLATION;
- нажать:

OMIT ISOLATION
DONE ISOLATION

- нажать DONE в нижней части экрана;
- в появившемся окне нажать SAVE REG (сохранить калибровку) и выбрать любой регистр для записи SAVE REG 1-4;

- нажать RETURN;

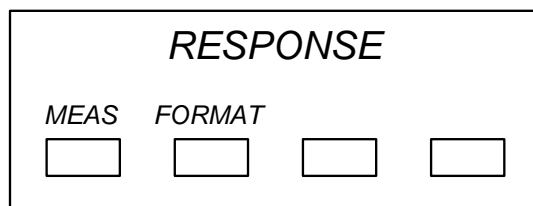
Калибровка завершена.

Индикаторы, находящиеся над портами подключения кабелей, должны перемигиваться.

5. Измерение.

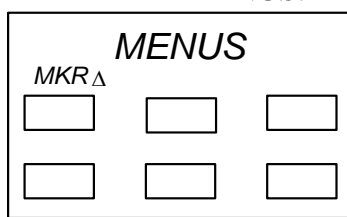
После выполнения калибровки нельзя менять диапазон частот, в котором производятся измерения, иначе точность измерения резко упадет. При необходимости сменить диапазон измерения необходимо выполнить заново процедуру калибровки.

а. При помощи кнопки MEAS на панели RESPONSE выбираем нужный график (S11, S12, S21, S22).



б. При помощи кнопки FORMAT на этой же панели выбираем что будем измерять (градусы, дБ): LOG MAG, PHASE, ... (на экране кнопки выбора правой стороны).

в. Измерение в интересующей точке графика производится при помощи маркера, для этого нажать на кнопку MKRΔ MKR на панели MENUS.



Управлять маркером можно при помощи панели ввода ENTRY кнопками вверх и вниз, а также плавно.

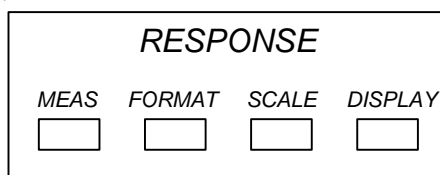
Если в данном диапазоне надо проводить измерения на двух или более точках, можно включить несколько маркеров при помощи кнопки MARKER NUMBER (на экране справа).

Управление каждым маркером осуществляется при помощи панели ввода ENTRY.

Отключение маркеров производится кнопкой MARKER OFF на экране.

Выйти из меню маркеров можно кнопкой RETURN.

б. Если после начала измерений, график выходит за пределы экрана, то нажать кнопку SCALE на панели RESPONSE.



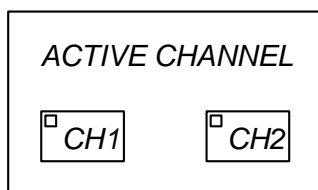
В правой части экрана выбрать пункт AUTO SCALE для автоматического масштабирования экрана.

7. На экране можно отображать два разных графика, например, S11 и S21:

- разбить экран при помощи кнопки DISPLAY панели RESPONSE;
- в появившемся окне нажать MORE 1/3 (внизу экрана);
- нажать SPLIT ON/OFF – включить разбиение (ON);
- можно отключить сетки кнопкой GRATICULE ON/OFF;
- поставить метку LABEL (в появившемся окне с буквами набрать требуемое слово при помощи панели ENTRY);
- нажать на кнопки MORE 2/3, MORE 3/3;

- нажать DUAL CH ON/OFF (ON) – включить второй график.

8. Переключение по графикам производится при помощи клавиш на панели ACTIVE CHANNEL.



Выбор проводимых в каждом окне измерений производится в соответствии с пунктом (5).

Чтобы выключить второй канал, нажать клавиши DISPLAY

DUAL CH ON/OFF (OFF)

MORE 1/3

SPLIT ON/OFF (OFF)

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

(справочное)

ADVANTEST SPECTRUM ANALYZER R3273

Подготовка к работе.

1. Включить прибор. Перед проведением калибровки рекомендуется прогреть прибор в течении 10 – 15 минут, тогда уход параметров после калибровки будет существенно меньше, чем если бы калибровка была проведена холодного прибора.

2. Прибор позволяет проводить калибровки различных параметров (таких как неравномерность АЧХ, уровни передачи аттенюатора) по отдельности, что позволяет исключить ненужные действия системы автокалибровки и уменьшает время проведения ее выполнения. Однако при этом надо точно знать, какие функции не будут использованы, ввиду чего рекомендуется проводить полную автокалибровку. Порядок проведения указан ниже:

а) Соединить кабелем с соответствующими разъемами соединители INPUT и CAL OUT на передней панели прибора.

б) Нажать кнопки SHIFT и 7 (CAL). На экран выведется калибровочное меню, как показано на рисунке Б.1.

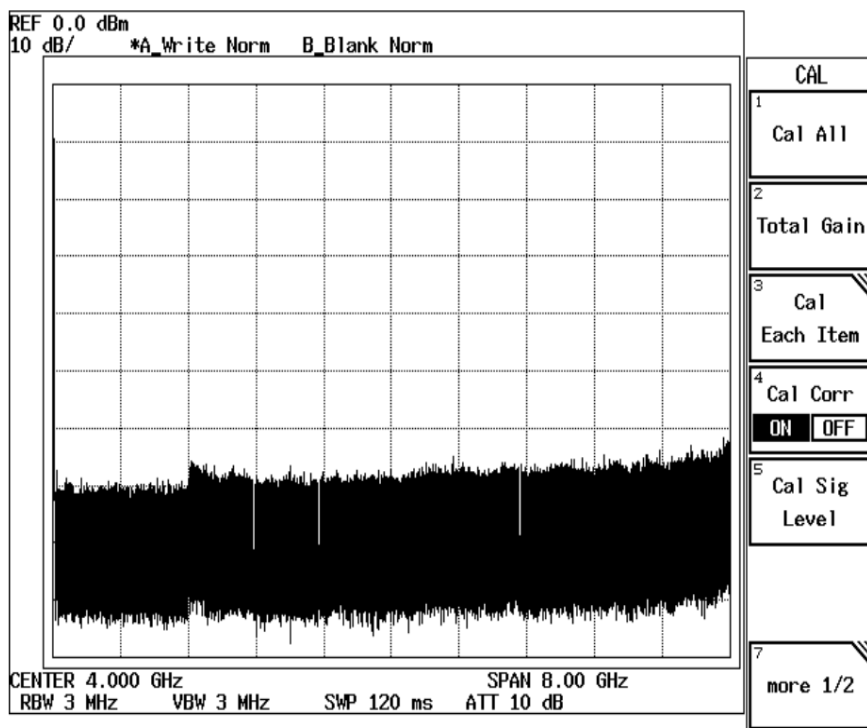


Рисунок Б.1 – Меню калибровки

Самокалибровка выполняется довольно продолжительное время, порядка 6 минут. После завершения процедуры калибровки прибор готов к использованию.

Проведение простейших курсорных измерений на спектрограмме.

Перед проведением измерений установить требуемый диапазон частот и разрешение, а также коэффициент передачи аттенюатора с целью исключения перегрузки прибора и достижения максимального динамического диапазона.

Установку диапазона частот следует проводить таким образом, чтобы поместился весь интересующий спектр сигнала плюс запас в 20...30 % с каждой стороны. Установку диапазона частот можно выполнить двумя путями: указав центральную частоту и диапазон перестройки, либо указав начальную и конечную частоты диапазона. Для большинства задач удобнее первый способ:

а) Нажать кнопку **FREQ**, затем набрать на цифровой панели нужную центральную частоту (в требуемых единицах набираемое значение отображается в левом верхнем углу экрана), затем нажать кнопку, соответствующую единице измерения (Hz, kHz, MHz, GHz).

б) Установить ширину полосы частот. Не следует устанавливать полосу частот вдове больше центральной частоты, поскольку это приведет к ошибкам в функционировании прибора. Установку произвести нажатием кнопки **SPAN** и далее ввести требуемое значение полосы перестройки при помощи цифровой клавиатуры, затем указать единицу измерения. Рекомендуется устанавливать полосу обзора в 1,5...2 раза больше ожидаемой ширины спектра сигнала.

в) Если уровень входного сигнала превышает 10 дБм, рекомендуется уменьшить его до уровня меньше 10 дБм, чтобы избежать влияния нелинейности входного смесителя (оптимальный уровень сигнала для проведения измерений находится в пределах -10...0 дБм). Для установки требуемой величины ослабления сигнала нажать кнопки **ATT**, **ATT AUTO/MNL** (выбрать **MNL**) и при помощи цифровой панели ввести требуемый уровень ослабления, затем указать единицу измерения дБм нажатием кнопки **GHz(dB)**.

д) Установить опорный уровень сигнала так, чтобы было удобно производить визуальные измерения по шкале на экране прибора, и спектрограмма не выходила по амплитуде за пределы экрана, для чего нажать кнопку **LEVEL**, затем при помощи цифровой панели ввести опорный уровень в дБм, ввод завершить нажатием кнопки, соответствующей использованной единице представления данных – нажать кнопку **MHz (-dBm)**. Прибор позволяет отображать спектрограммы в логарифмическом и линейном масштабе с различными единицами представления данных (напряжение, мощность, логарифмические величины), однако для целей ознакомления с прибором достаточно научиться работать со шкалой по умолчанию – в децибелмилливаттах, сокращенно дБм (dBm).

После того, как установлены основные параметры прибора, можно приступить к проведению курсорных измерений. Вызвать маркер можно из меню маркеров или нажатием на кнопку **SRCH**, после чего будет отображен простой маркер в виде точки на спектрограмме, в левом верхнем углу экрана появится надпись **MARKER**, под которой указывается положение маркера на оси частот. Значение маркера по вертикальной оси отображается над шкалой графика внизу справа с указанием единицы измерения.

Управление положением маркера производится при помощи панели **DISPLAY CONTROL** (рисунок Б.2).

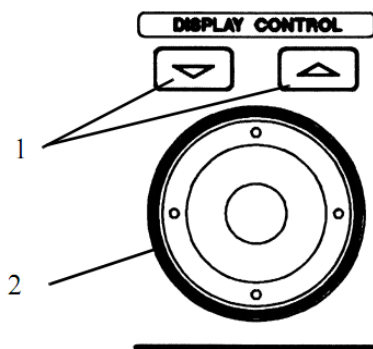


Рисунок Б.2 – Панель управления дисплеем

Положение маркера можно изменять при помощи кнопок 1 грубо с шагом, соответствующим горизонтальному делению сетки графика (10 клеток). Плавное перемещение маркера производится при помощи вращающейся ручки 2. Также можно ввести положение маркера при помощи цифровой клавиатуры, указав интересующую частоту, ввод следует завершить указанием единицы измерения.