

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
«МОСКОВСКИЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ»

Ю.А. Гребенко, А.Е. Поляков, Ю.Д. Наумова

**ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОПРИЕМНОГО ТРАКТА,
ПАРАМЕТРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ**

Лабораторный практикум

по курсу

«Устройства приема и преобразования сигналов»

для студентов, обучающихся по направлению
«Радиоэлектронные системы и комплексы»

Москва
Издательский дом МЭИ
2018

УДК 621.396
ББК 32.849
Г 79

Утверждено учебным управлением НИУ МЭИ

**Подготовлено на кафедре Формирования и Обработки
Радиосигналов**

Рецензенты: Строганова Е.П., Болдырева Т.И.

Ю.А. Гребенко, Поляков А.Е., Наумова Ю.Д.

Элементы радиоприемного тракта, параметры и методы измерения:
Лабораторный практикум /Ю.А. Гребенко, А.Е. Поляков, Ю.Д. Наумова.
- М.: Издательский дом МЭИ, 2018. - **57 с.**

В пособии рассмотрены основные структурные блоки, входящие в состав современных радиоприемных устройств, основные показатели качества этих блоков и методики измерения этих показателей с помощью современной контрольно-измерительной аппаратуры. Предназначено для студентов радиотехнического факультета ИРЭ, обучающихся по направлению «Радиоэлектронные системы и комплексы».

**УДК 621.396
ББК 32.849**

© Национальный исследовательский
университет «МЭИ», 2018

ВВЕДЕНИЕ

В настоящем лабораторном практикуме рассматриваются основные блоки, входящие в состав радиоприёмных устройств: фильтры, усилители, смесители. Приведены краткие теоретические сведения о параметрах данных блоков, являющихся показателями качества работы устройств и указываемых в документации на готовые промышленные блоки. Умение ориентироваться в документации и осуществлять подбор элементной базы – необходимый навык для современного разработчика сложной аппаратуры.

Лабораторный практикум предназначен для освоения методов измерения основных параметров указанных блоков, а так же для приобретения навыков работы с современной контрольно-измерительной техникой и компонентами СВЧ диапазона.

Традиционные методы описания элементов схем (двухполосников, четырехполосников и т.д.) по напряжению и току на высоких частотах неприменимы либо невозможны, поэтому в диапазоне СВЧ целесообразно в большинстве случаев использовать так называемые волновые матрицы рассеяния (S-матрицы). Математическая модель СВЧ-устройства при этом – система алгебраических уравнений, связывающая величины падающих и отраженных волн на выходах многополосника, эквивалентного рассматриваемому устройству.

Единицы измерения

В инженерных расчетах часто приходится работать с большим диапазоном величин, от очень малых до очень больших. Для удобства представления и отображения их на графике используются логарифмические шкалы и единицы. Кроме того, операции произведения и деления в логарифмической шкале соответствуют сумме и разности, а возведение в степень – умножению. Это существенно упрощает устные инженерные вычисления.

В качестве меры отношения уровней сигнала используется безразмерная логарифмическая единица децибел, дБ (dB). Следует отметить, что дБ всегда приводится к мощности:

$$X[\text{дБ}] = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ отсюда } \frac{P_2}{P_1} = 10^{0.1X[\text{дБ}]}.$$

Мощность пропорциональна квадрату напряжения, поэтому необходимо помнить, что

$$Y[\text{дБ}] = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}, \text{ т.е. } \frac{U_2}{U_1} = 10^{0.05Y[\text{дБ}]}.$$

Таким образом, если используются величины, пропорциональные амплитуде (напряжение, ток), то перед логарифмом следует брать

коэффициент 20, если мощности, то 10. В таблице 1 приведены значения дБ и соответствующих отношений амплитуд и мощностей.

В СВЧ-технике принято уровень сигнала выражать средней мощностью, рассеиваемой на нагрузке (как правило 50 Ом). В качестве единицы измерения используется децибел-милливатт, дБм (dBm): $X[\text{дБм}] = 10 \lg[P(\text{мВт})]$. В таблице 2 приведены значения дБм и амплитуды синусоидального сигнала на нагрузке 50 Ом.

Таблица 1

Соответствие дБ и отношений амплитуд и мощностей

дБ	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0
P2 /P1	0.1	0.13	0.16	0.2	0.25	0.32	0.40	0.50	0.63	0.79	1
U2 /U1	0.32	0.36	0.40	0.45	0.50	0.56	0.63	0.71	0.79	0.89	1
дБ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	20
P2 /P1	1.26	1.59	2.00	2.51	3.16	3.98	5.01	6.31	7.94	10	100
U2 /U1	1.12	1.26	1.41	1.56	1.76	2.00	2.24	2.51	2.82	3.16	10

Таблица 2

Соответствие дБм и амплитуды синусоидального сигнала на нагрузке 50 Ом

дБм	-10	-9	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0
V	0.1	0.11	0.13	0.14	0.16	0.18	0.20	0.22	0.25	0.28	0.32
дБм	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	20
V	0.36	0.40	0.45	0.50	0.56	0.63	0.71	0.79	0.89	1	3.2

Для быстрого перевода единиц (на нагрузке 50 Ом) можно использовать следующие правила:

- **0 дБм** соответствует мощности, равной 1 мВт, и амплитуде 0.32 В;
- **10 дБм** соответствует мощности 10 мВт и амплитуде сигнала 1 В;
- добавление (вычитание) **10 дБм** приводит к увеличению (уменьшению) мощности в 10 раз, а амплитуды сигнала в 3,2 раза;
- добавление (вычитание) **20 дБ** приводит к увеличению (уменьшению) мощности в 100 раз, а амплитуды в 10 раз;
- добавление (вычитание) **6 дБ** приводит к увеличению (уменьшению) мощности в 4 раза, а амплитуды в 2 раза;
- добавление (вычитание) **3 дБ** приводит к увеличению (уменьшению) мощности в 2 раза, а амплитуды в $\sqrt{2}$ раз.

Описание элементов цепи в СВЧ диапазоне. Матрица рассеяния.

В высокочастотной технике линейную систему принято описывать с помощью матрицы рассеяния (S-параметры). В общем случае это комплексные коэффициенты, зависящие от частоты и определяющие связь между падающей и отраженной волной на каждом порте линейной системы (рис. 1).

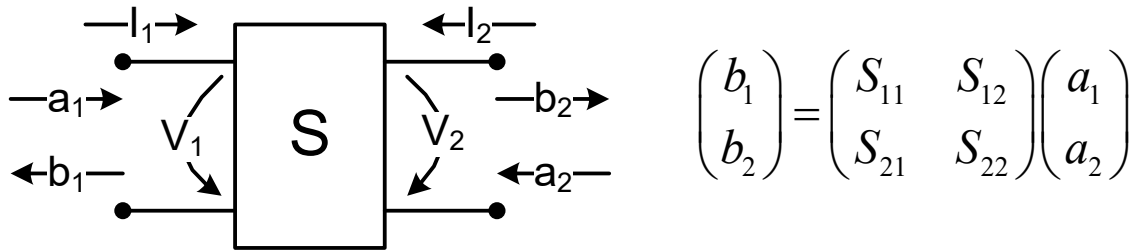


рис. 1: Модель линейной системы

Падающая волна a_i и отраженная волна b_i определены на i -том порте следующим образом:

$$a_i = \frac{V_i + I_i Z_i}{2\sqrt{|\operatorname{Re}(Z_i)|}}, \quad b_i = \frac{V_i - I_i Z_i^*}{2\sqrt{|\operatorname{Re}(Z_i)|}},$$

где i -номер порта, V_i – напряжение, I_i – ток, Z_i – импеданс согласования i -го порта. В случае согласованного источника и нагрузки четырехполюсника:

- S_{21} соответствует коэффициенту передачи от входа к выходу,
- S_{11} – коэффициенту отражения по входу,
- S_{22} – коэффициенту отражения по выходу,
- S_{12} – коэффициенту передачи от выхода к входу.

В случае несогласованной нагрузки коэффициент отражения по входу равен:

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L},$$

где $\Gamma_L = \frac{a_2}{b_2} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \neq 0$ – коэффициент отражения со стороны

нагрузки Z_L , $Z_0 \neq Z_L$ – сопротивление согласования.

В СВЧ-технике все элементы тракта (усилители, фильтры и пр.) в полосе пропускания согласованы с волновым сопротивлением кабеля или полосковой линии (обычно 50 Ом), т.е. имеют в идеальном случае одно и то же входное и выходное сопротивление, не зависящее от частоты. В противном случае не только уменьшается рассеиваемая на нагрузке мощность, но и очень сложно обеспечить хорошую равномерность АЧХ и соответствие характеристик тракта расчетным значениям. На практике обеспечить точное согласование всех элементов не представляется

возможным. В качестве меры отличия от идеального значения входного/выходного импеданса используется коэффициент стоячей волны нагрузки КСВН (VSWR, Voltage Standing Wave Ratio): $VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$, где

Γ – коэффициент отражения (*Return Loss*).

Модуль коэффициента отражения – это отношение амплитуды отраженной волны к амплитуде падающей. Обычно модуль коэффициента отражения выражают в дБ. В идеальном случае $|\Gamma|$ равен 0 ($-\infty$ дБ), а КСВН равен 1. В самом худшем случае, например разомкнутой цепи (ОС, open circuit) или короткого замыкания (SC, short circuit), $|\Gamma|$ равен 1 (0 дБ), а КСВН равен $+\infty$. В таблице 3 приведены соотношения КСВН и коэффициента отражения в дБ.

Таблица 3

Соответствие величин КСВН (VSWR), коэффициента отражения $|\Gamma|$ (Return Loss) и потерь в результате рассогласования (Mismatch Loss)

$ \Gamma $, дБ	-30	-25	-20	-17	-14	-10	-6	0
КСВН	1.07	1.12	1.22	1.33	1.5	1.92	3.01	$+\infty$
Потери, дБ	-0.004	-0.014	-0.044	-0.088	-0.18	-0.46	-1.26	$-\infty$

Оценим влияние согласования на АЧХ тракта. Поскольку мощность отраженной волны в $|\Gamma|^2$ раз меньше падающей, то мощность прошедшей будет в $1 - |\Gamma|^2$ раз меньше, это и будут потери, обусловленные рассогласованием (*Mismatch Loss*). В таблице 3 даны соотношения потерь, коэффициента отражения и КСВН. Следует отметить, что рассогласование на входах/выходах направленных ответвителей, делителей мощности, фильтров может привести к более существенным искажениям их характеристик.

Одним из наиболее простых способов улучшения согласования в широком диапазоне частот является использование аттенюаторов – согласованных резистивных элементов, обеспечивающих заданное подавление сигнала. Пусть имеется нагрузка с коэффициентом отражения Γ_L . Подключим к ее входу аттенюатор с подавлением A (рис.2).

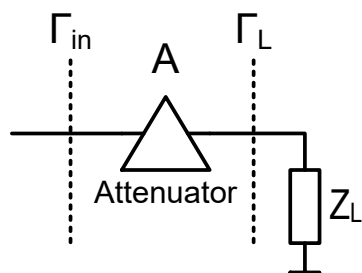


рис. 2: Аттенюатор, подключенный к нагрузке

Тогда падающая волна, пройдя через аттенюатор, уменьшится в A раз, отразится от нагрузки с коэффициентом Γ_L , затем, снова

пройдя через аттенюатор уменьшится еще в A раз. В результате коэффициент отражения Γ_{in} на входе схемы будет равен: $\Gamma_{in} = \frac{\Gamma_L}{A^2}$.

Например, если собственный коэффициент отражения нагрузки составляет -10 дБ, то подключив аттенюатор 6 дБ, получим улучшение на 12 дБ, т.е. результирующий коэффициент отражения составит -22 дБ. Недостатком данного подхода является дополнительные потери в аттенюаторе, преимущество – улучшение согласования и, как следствие, более равномерная АЧХ в очень широком диапазоне частот.

Характеристики сигнала в частотной области

Спектральная плотность средней мощности (PSD)

Для связи описания сигнала во временной и частотной областях применяется прямое и обратное преобразование Фурье:

$$S(j\omega) = F\{s(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt$$

$$s(t) = F^{-1}\{S(j\omega)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} S(j\omega)e^{+j\omega t} d\omega$$

где $s(t)$ – сигнал во временной области, $S(j\omega)$ – его образ в частотной области.

Одним из интегральных параметров сигнала является его средняя мощность (*average power*), или еще говорят уровень сигнала (*signal level*):

$$P = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} |s(t)|^2 dt.$$

Определим спектральную плотность средней мощности (*PSD, Power Spectral Density*) сигнала $s(t)$ следующим образом:

$$G(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} |S_T(j\omega)|^2, \quad S_T(j\omega) = \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} s(t)e^{-j\omega t} dt.$$

Тогда средняя мощность сигнала равна: $P = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(\omega) d\omega$.

Выражение для $G(\omega)$ дает распределение мощности в частотной области от $-\infty$ до $+\infty$ в том числе и для комплексного сигнала $s(t)$ с несимметричным спектром. Для действительного сигнала функция $G(\omega)$ всегда симметрична, и для того, чтобы определить мощность, заключенную в частотном диапазоне $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ (например, на выходе фильтра с такой полосой), следует проинтегрировать удвоенное

выражение $G(\omega)$ в пределах от ω_1 до ω_2 . Мощность в таком случае будет равна: $P_{\Delta\omega} = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} G(\omega) d\omega$.

Фазовый шум

Сам по себе фазовый шум (*Phase Noise*) изначально связан с периодическим сигналом и является одной из основных его характеристик. Рассмотрим его свойства более подробно и найдем связь между спектральной плотностью мощности фазового шума $\varphi(t)$ и спектральной плотностью мощности зашумленного гармонического сигнала $x(t)$.

Пусть $f(x)$ – периодическая функция с периодом 2π . Тогда периодический сигнал во временной области представим в виде: $s(t) = f(\omega_0 t)$.

где $\omega_0 t$ – его фаза. Фазовый шум $\varphi(t)$ тогда является аддитивной составляющей в фазе зашумленного сигнала. Для случаев, представляющих практический интерес выполняется условие $\varphi(t) \ll 2\pi$, кроме того ширина спектра процесса $\varphi(t)$ гораздо меньше частоты ω_0 . Итак, зашумленный гармонический сигнал $x(t) = f(\omega_0 t + \varphi(t))$.

Шум можно определить как разность:

$$\eta(t) = x(t) - s(t).$$

Разложив функцию $f(x)$ в ряд Фурье, получим:

$$\eta(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k \left(e^{jk(\omega_0 t + \varphi(t))} - e^{j\omega_0 k t} \right) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k e^{j\omega_0 k t} \left(e^{jk\varphi(t)} - 1 \right).$$

В виду малости $\varphi(t)$ разложим выражение в скобках в ряд Тейлора, получим:

$$\eta(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k e^{j\omega_0 k t} (jk\varphi(t)).$$

Такое представление вполне правомерно, поскольку для большинства сигналов коэффициент c_k сходится к нулю гораздо быстрее, чем $1/k$.

Спектральная плотность средней мощности шума равна

$$G_{\eta}(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} k^2 |c_k|^2 G_{\varphi}(\omega - k\omega_0),$$

а спектр мощности исходного сигнала

$$G_s(\omega) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |c_k|^2 \delta(\omega - k\omega_0).$$

Таким образом, спектральная плотность мощности фазового шума, выраженная через спектры мощности сигнала $s(t)$ и шума $\eta(t)$ равна:

$$G_{\varphi}(\omega) = \frac{G_{\eta}(\omega - \omega_0)}{\frac{1}{2\pi} \int G_s(\omega - \omega_0) d\omega} = \frac{G_{\eta}(\omega - \omega_0)}{P_1},$$

т.е. отношению спектральной плотности шума возле первой гармоники периодического сигнала к мощности первой гармоники P_1 . Спектральная плотность фазового шума имеет размерность $[pad^2/Гц]$, однако на практике пользуются другими единицами: дБн/Гц (dBc/Hz), что означает децибел относительно несущей на герц (*decibel-to-carrier per hertz*), – отношение мощностей на герц, выраженное в децибелах. Так же, как и в случае единиц дБм/Гц, частота здесь входит под логарифм, несмотря на принятое обозначение. Таким образом, для того, чтобы выразить функцию $G_{\varphi}(\omega)$, необходимо задать набор точек для разных отстроек частоты от центральной. Например, так:

$$\begin{aligned} f_c &= 100 \text{ МГц}; \\ -107 \text{ дБн/Гц} @ 1 \text{ кГц}; \\ -125 \text{ дБн/Гц} @ 10 \text{ кГц}; \\ -130 \text{ дБн/Гц} @ 100 \text{ кГц}. \end{aligned}$$

Символом @ обычно обозначают предлог «при» (at).

Фазовый шум в составе k -ой гармоники увеличивается пропорционально k^2 : $G_{\varphi_k}(\omega) = k^2 G_{\varphi_1}(\omega)$.

В общем случае можно сказать, что фазовый шум пропорционален квадрату центральной частоты. Это соотношение выполняется в большинстве преобразований одной частоты, например, при делении частоты с помощью цифрового делителя, при умножении на основе нелинейного элемента, то же самое с некоторыми поправками относится и к системам фазовой автоподстройки. Поэтому при спецификации фазового шума при заданных отстройках обычно указывают еще и центральную частоту f_c .

Если в спектре фазового шума $\varphi(t)$ присутствуют гармонические составляющие, то его спектр будет содержать дискретные составляющие. В зарубежной литературе их принято называть «шпорами» (*spur*), а отношение мощности первой гармоники сигнала к максимальному уровню такой составляющей (в пределах заданной отстройки) обозначают *SFDR* (*Spurious Free Dynamic Range*) и выражают в децибелах относительно несущей, дБн (dBc). Все соотношения, приведенные для спектральной плотности фазового шума, также справедливы и для дискретных составляющих.

1. ОСНОВЫ РАБОТЫ С СОВРЕМЕННЫМ КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ ОБОРУДОВАНИЕМ

Целью работы является:

- изучение принципа работы и получение практических навыков использования цифрового анализатора спектра;
- изучение принципа работы и получение практических навыков использования генератора сигналов.

1.1. Цифровые анализаторы спектра радиочастот

В настоящем лабораторном практикуме используются методы измерения различных характеристик с использованием цифрового анализатора спектра.

Большинство анализаторов спектра построено по принципу работы супергетеродинного радиоприемника со встроенной возможностью графического построения спектра — зависимости уровня напряжения или мощности сигнала от частоты в определенном диапазоне (рис. 3).

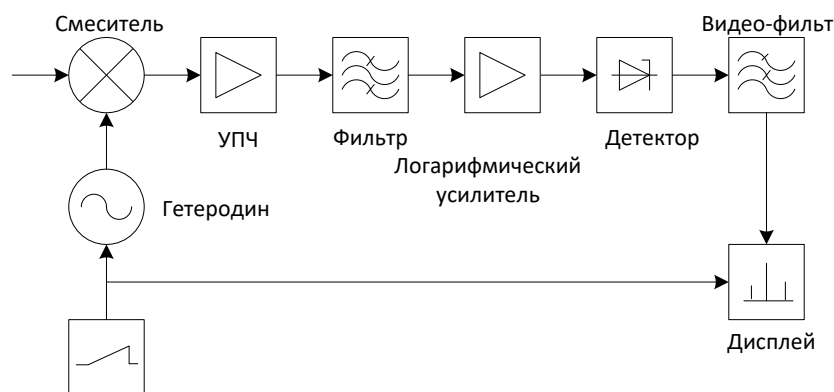


рис. 3: структурная схема аналогового анализатора спектра

В супергетеродинном приемнике на выходе смесителя формируется множество комбинационных составляющих, часть из которых попадает на выход фильтра, входящего в состав ПЧ (преобразователя частоты), настроенного на промежуточную частоту f_n : $f_n = |mf_c \pm nf_c|$, где f_c — частота гетеродина, а f_c — частота входного сигнала, m и n — номера гармоник напряжения гетеродина и входного колебания. Если $m=1$ и $n=1$, то $f_c = |f_c \pm f_n|$, что соответствует основному каналу приема.

Получение правильного спектра осложняется рядом обстоятельств. Диапазон частот сигнала у современных анализаторов спектра очень широк (в пределах от 9 кГц до 3–6 ГГц). Перекрыть непрерывно такой диапазон частот при одном преобразовании невозможно. Из общей теории преобразования частоты известно, что супергетеродин имеет минимум два канала приема — основной и зеркальный, а при учете нелинейности смесителя и гетеродина добавляются все комбинационные каналы.

Эти проблемы удалось решить, используя промежуточную частоту f_n , более высокую, чем максимальная рабочая частота анализатора. В результате зеркальная частота оказывается далеко за пределами рабочего диапазона частот, и ее легко обработать с помощью фильтра нижних частот. Резко сокращается кратность частот гетеродина. Так, при $f_n=3,476\text{ ГГц}$ для получения f_0 от 0 до 3 ГГц нужно использовать гетеродин с перестраиваемой частотой от 3,476 до 6,476 ГГц, то есть с кратностью частот меньше 2.

Однако усилитель с высокой промежуточной частотой сложно реализовать с высокой избирательностью, что необходимо для четкого выделения линий спектра, в частности гармоник сигнала. Для повышения избирательности анализатора спектра применяется двойное и даже тройное преобразование частоты. Подавление паразитных каналов приема решается тщательным экранированием узлов анализатора.

В последнем УПЧ (обычно логарифмическом) применяются фильтры с заданной АЧХ и заданной полосой частот **BW** (Band Wide). После фильтрации сигнал последней промежуточной частоты подается на набор детекторов, выделяется его огибающая, уровень которой пропорционален логарифму амплитуды входного сигнала, его среднего значения или иному амплитудному значению сигнала. Логарифмический масштаб анализатора по вертикали позволяет выводить спектры в очень широком диапазоне амплитуд входных сигналов.

Высокочастотные составляющие сигнала после детектора и шумы ослабляются фильтрами видеочастоты (**VBW**), после чего сигнал с их выхода подается на канал вертикального отклонения дисплея. Генератор пилообразного напряжения осуществляет развертку индикатора по горизонтали и одновременно перестройку гетеродина и, соответственно, частоты входного сигнала. В результате получается график спектра сигнала в виде функции уровня сигнала от частоты. При этом вместо вертикальных линий дискретного спектра периодического сигнала анализаторы дают набор пиков, ширина которых зависит от вида АЧХ и BW фильтров в тракте последнего ПЧ. Обычно форма АЧХ близка к Гауссовой кривой, что обеспечивает малое время переходных процессов при изменении частоты.

В современных анализаторах спектра для обеспечения высокой стабильности частоты в качестве гетеродинов применяют цифровые синтезаторы частот на основе делителей частоты и схемы фазовой автоподстройки частоты. Генератор пилообразного напряжения заменяют цифровой схемой подсчета импульсов опорного генератора. Для повышения скорости построения графика спектра применяют цифровые методы обработки сигналов в тракте последнего ПЧ. Для этого используются цифровые фильтры и цифровые детекторы.

Шум в анализаторах спектра, как и в супергетеродинных радиоприемниках, определяется, в основном, усилителем до первого смесителя. Он задает средний отображаемый уровень шума **DANL** (Displayed Average Noise Level). DANL доведен до $-(110-150)$ дБмВт.

Для лабораторных работ, описанных в данном пособии предполагается использование анализатора спектра *RIGOL DSA 1020*.

Прежде чем выполнить включение прибора, стоит установить на его входе адаптер с разделительным конденсатором, чтобы не повредить анализатор при подаче на вход сигнала с постоянной составляющей. Также необходимо установить на вход аттенюатор на -20 дБ, что частично защитит прибор от случайной подачи сигнала от генератора: многие генераторы развивают на выходе напряжение, на порядок превышающее допустимое для входа анализатора спектра.

В данном типе анализаторов используются три основные группы параметров, которые задаются при спектральном анализе:

- **Frequency** — частотные параметры;
- **Span** — полоса частот обзора;
- **Amplitude** — амплитудные параметры.

Их меню выводится при нажатии соответствующих кнопок.

Контроль области исследуемых частот

Область исследуемых частот задается двумя способами: автоматически (например, при нажатии кнопки автоустановки **Autoset**) и вручную. Ручная установка задается:

- вводом начальной (**Start Freq**) и конечной частот (**Stop Freq**), при этом центральная частота автоматически принимается равной их полусумме;
- заданием центральной частоты **Center Freq** и полосы обзора **Span**, при этом начальная и конечная частоты устанавливаются автоматически как $Center Freq \pm Span/2$.

При ручной установке используется меню **Units** для задания единиц измерения частоты: GHz (ГГц), MHz (МГц), kHz (кГц) и Hz (Гц).

Меню частотных параметров содержит следующие установки:

- **CF Step** — задание шага изменения частоты поворотной ручкой;
- **Freq Offset** — установка сдвига центральной частоты относительно ранее установленного значения;
- **Signal Trace** — включение (*On*) или выключение (*Off*) отображения сигнала;

Если нажать кнопку **Span**, то справа от окна спектра появится меню **Span**:

- **Span** — текущее значение Span и его изменение;
- **Full Span** — полная полоса;

- **Zero Span** — нулевая полоса;
- **Last Span** — возврат к предыдущему значению Span.

Как уже отмечалось, полоса частот фильтра последнего УПЧ Res BW (RBW) задает ширину спектральных пиков. Чем она уже, тем резче пики и меньше уровень шумов спектра. Управление фильтрами осуществляется из меню BW/Avg, вызываемого нажатием кнопки BW/Avg из группы кнопок Control. Эта кнопка находится в правом верхнем углу передней панели. Уменьшение полосы пропускания фильтра RBW приводит не только к отображению спектра в виде острых вертикальных прямых (что больше похоже на теоретически ожидаемый спектр), но и к снижению уровня шума, шумовая дорожка заметно смещается. Однако при этом возрастает время построения спектра. При уменьшении полосы RBW до критически малых значений (возможно до 10Гц), время построения спектра возрастает и достигает до многих сотен секунд, что естественно не приемлемо. Поэтому уменьшение значения RBW менее 300Гц не рекомендуется.

Весьма эффективным методом уменьшения шума и увеличения при этом времени построения спектра является усреднение заданного числа n спектров. Оно задается командой *Average* — «усреднение». Учтите, однако, что усреднение может привести к большим погрешностям при измерении амплитуды коротких пиков спектра и даже к их исчезновению.

Контроль амплитудных параметров

Меню контроля открывается кнопкой **Amplitude**. Одним из важнейших амплитудных параметров является опорный уровень. Это максимальный уровень сигнала, соответствующий верхней линии шкалы масштабной сетки экрана. Он может устанавливаться в широких пределах.

Меню амплитудных параметров содержит следующие установки:

- **Ref Level** — установка опорного уровня, то есть максимального уровня сигнала, характерного для верха экрана;
- **Attenuation** — установка ослабления аттенюатора на входе анализатора;
- **Scale/Div** — установка масштаба по вертикальной оси;
- **Ref Level Offset** — изменение опорного уровня относительно ранее установленного значения;
- **Y Axis Units** — установка единиц измерения по вертикальной оси (dBm, dBmV, dBμV, V, W);
- **More** — автоматическое (*Auto*) или ручное (*Man*) включение встроенного предварительного усилителя, его включение (*On*) или выключение (*Off*).

Установка опорного уровня и других амплитудных параметров

может быть автоматической или ручной. При ручной установке используются цифровые клавиши или поворотная ручка.

Радиотракт анализатора спектра линейен только при малых уровнях сигнала. При больших уровнях он проявляет присущую ему нелинейность. Поэтому при больших уровнях сигнала можно обнаружить ложные гармоники, которые присущи сигналу, искаженному самим анализатором. Такое возможно при перегрузке анализатора. Признаком перегрузки является ограничение амплитуды первой гармоники и появление предупреждающей надписи ***IF Overload*** на экране. Всегда избегайте перегрузки, для этого следует правильно выбрать опорный уровень и установить коэффициент ослабления сигнала входным аттенуатором.

Амплитудные установки в анализаторе спектра физически означают задание режимов работы смесителя. Их неверный выбор может вызвать сильные нелинейные искажения сигнала и привести к появлению искажений сигнала, в частности, к появлению ложных составляющих спектра.

Элементы контроля и измерения на экране

Современный анализатор спектра не просто прибор для построения графиков спектров, но и многофункциональный измеритель параметров сигналов — как частотных, так и амплитудных. Грубо эти параметры можно измерять по графику спектра с использованием масштабной сетки экрана. Однако при этом погрешность измерений велика — до нескольких процентов.

К сожалению, дисплей современных анализаторов спектра плохо приспособлен для точных измерений из-за своего конечного разрешения. Этот недостаток заметно ослаблен специальной техникой курсорных и маркерных измерений, которые реализованы цифровыми методами.

Доступ к курсору (горизонтальной линии дисплея) дает кнопка Display («Дисплей») в группе кнопок контроля (Control).

Это меню содержит позиции:

- **Full Screen** — удаление меню экрана и переход к представлению экрана в полном виде;
- **Display Line** — вывод зеленой горизонтальной линии дисплея (горизонтального курсора);
- **Active Position** — вывод активной позиции (надпись жирным крупным текстом) вверх (Top), в центр (Center) или вниз (Bottom) экрана, по умолчанию используется вывод в центр;
- **Title** — установка (выбором набора символов редактора) титульной надписи, помещаемой в верхнюю (титульную) часть экрана, изменение и стирание этой надписи;

- **Graticule** — вывод (*On*) или удаление (*Off*) масштабной сетки экрана.

Горизонтальная линия (курсор) экрана может плавно перемещаться вверх или вниз поворотной ручкой или устанавливаться в заданную позицию цифровыми клавишами.

1.2. Использование генератора сигналов Advantex SG8

Частотный диапазон генератора охватывает частоты радиовещания, телевидения, гражданской и сотовой связи, беспроводных компьютерных сетей, радиорелейной связи. Это дает возможность использования для отладки и тестирования перечисленных систем. Высокий уровень мощности выходного сигнала позволяет скомпенсировать дополнительные потери в тракте тестирования. Генератор обладает низким уровнем фазовых шумов, что дает возможность корректного измерения параметров элементов тракта.

Органы управления и индикации

Основные элементы на лицевой панели генератора:

- **RF Out** – выход ВЧ-сигнала, разъем N-типа;
- **RF LED** – индикатор ВЧ-сигнала (светодиод на лицевой панели);
- **RF ON/OFF** – вкл./выкл. ВЧ-сигнала;
- **Power ON/OFF** – вкл./выкл. питания (выключает вторичный блок питания);
- ручка плавной регулировки значений частоты, мощности и т.д.
- 4 кнопки контекстного меню (расположены под дисплеем).

Данная модификация генератора поддерживает два типа аналоговой модуляции: частотную и фазовую. В качестве модулирующего сигнала можно использовать либо внутренний генератор, выдающий два типа сигналов (синусоиду и прямоугольник), либо внешний сигнал, подаваемый на вход *AUX In*.

Экран прибора разделен на несколько полей:

- статусная строка (верхняя строчка);
- элементы меню, которые могут быть текстовыми, численными или графическими;
- контекстное меню (нижняя строчка), зависящее от выделенного в данный момент пункта;
- полоса прокрутки (справа от меню), появляется в случае, если меню состоит более, чем из трех строк.

Навигация по элементам меню (перемещение по пунктам, переход в подменю и переход на уровень вверх) осуществляется с помощью кнопок, соответствующих контекстному меню, и поворотного энкодера.

- **RET** – переход на уровень вверх;

- ↑ – переход к предыдущему пункту;
- ↓ – переход к следующему пункту;
- >> – переход в субменю (на уровень вниз);
- **OPT** – переход в меню опций текущего режима.

Поворот энкодера в режиме навигации по часовой стрелке соответствует команде ↓, против часовой – ↑, нажатие энкодера – >>.

Основные режимы работы генератора

Статусная строка (верхняя строка экрана) служит для отображения текущего режима и параметров работы прибора.

- **CW** - (*Continuous Wave*) режим постоянных колебаний; не путать с **CWF** - (*Sweep Frequency*) режимом качания частоты;
- **FM** – (*Frequency Modulation*) режим частотной модуляции; **PhM** - (*Phase Modulation*) режим фазовой модуляции.

Режим непрерывных колебаний имеет следующие параметры:

- **Frequency** – частота выходного сигнала;
- **Level** – уровень выходного сигнала;
- **Phase** – начальная фаза выходного сигнала.

Режим частотной модуляции имеет следующие параметры:

- **Center Frequency** – центральная частота;
- **Level** – уровень выходного сигнала;
- **Frequency Deviation** – девиация частоты;
- **Waveform** – форма сигнала (*Sine* – синусоидальный, *Square* – прямоугольный).

1.3. Задание на экспериментальное исследование

1. Включите анализатор спектра и генератор сигналов. Зафиксируйте в отчете начальные установки параметров *Central Freq* и *Span*, а также значения полос фильтров *RBW* и *VBW* отобразившиеся на экране анализатора спектра.

2. Подключите генератор к анализатору спектра с помощью подходящего кабеля. Не забудьте на вход анализатора подключить аттенуатор на 20dB.

2. Выставьте на генераторе параметры, позволяющие подать на вход анализатора гармоническое колебание с частотой 800 МГц. Нажмите на панели управления анализатора кнопку **Autoset** и дождитесь проведения автоматической установки параметров отображения на экране.

3. Убедитесь, что на экране анализатора отображается спектр синусоидального сигнала (одна составляющая на частоте 800 МГц) в виде достаточно острого пика в самом центре экрана.

4. Зафиксируйте в отчете параметры *Central Freq* и *Span*, установившиеся в результате автоматической настройки. Сравните с начальными установками.

5. Зафиксируйте в отчете значения полос фильтров *RBW* и *VBW*, установившиеся в результате автоматической настройки. Сравните с начальными установками.

6. Проанализируйте отображаемую область частот. Сделайте вывод о возможности наблюдать высшие гармоники сигнала при автоматической подстройке параметров отображения.

7. Изменяя значение центральной частоты (*Central Freq*) выше и ниже 800 МГц, наблюдайте смещение основного пика спектра влево и вправо, сохраняя значение *Span*.

8. Верните значение центральной частоты в исходное положение 800 МГц. Изменяя значение *Span* (последовательно увеличив и уменьшив в 5 раз), наблюдайте изменение ширины отображаемого диапазона частот. Проследите за изменением полосы фильтра *RBW*.

9. Сделайте вывод об изменении формы и ширины пика при изменении отображаемого диапазона частот. Сравните во сколько раз, по сравнению с изменением ширины диапазона, изменилась ширина пика. Сделайте вывод о влиянии полосы фильтра *RBW* на ширину отображаемого на экране спектрального пика.

10. Установите минимальное значение *RBW* 300 Гц. Пронаблюдайте за изменением формы отображаемого пика и уровнем шумовой дорожки. Сделайте вывод.

11. Варьируя значение полосы *VBW*, сделайте вывод о влиянии этого параметра на быстродействие анализатора спектра.

12. Установите значения $RBW = VBW = 3 \text{ кГц}$. Установите значение *Average* = 1000 (усреднение по 1000 спектрам). Пронаблюдайте изменение уровня шума и времени построения спектра.

13. Установите значение центральной частоты 1250 МГц и полосы обзора 2,5 ГГц. Значения *RBW* и *VBW* установите автоматически. Пронаблюдайте на экране отображение пиков, соответствующих 2ой и 3ей гармонике сигнала. Проанализируйте – почему не видны более высшие гармоники сигнала.

14. Перейдите в режим работы генератора, соответствующий формированию частотно-модулированного сигнала. Сформируйте частотно-модулированное колебание с индексом частотной модуляции равным 10. Пронаблюдайте его спектр на экране анализатора спектра.

15. Сформируйте частотно-модулированное колебание с индексом частотной модуляции равным 2. Пронаблюдайте его спектр на экране анализатора спектра.

2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Целью работы является:

- измерение АЧХ фильтра с помощью генератора сигналов и анализатора спектра;
- измерение коэффициента отражения фильтра и несогласованной нагрузки с помощью генератора сигналов, анализатора спектра и направленного ответвителя;
- сравнение измеренных параметров со значениями, указанными в документации на выбранный фильтр и расчетными значениями для несогласованной нагрузки;
- оценка погрешности измерений в результате влияния несогласованных элементов измерительного тракта.

2.1. Основные теоретические сведения

При компьютерном моделировании исчерпывающими параметрами, описывающими фильтр, являются комплексные коэффициенты передачи-отражения (S-параметры), заданные на сетке частот. Их можно рассчитать (для известной схемы), либо измерить с помощью векторного анализатора цепей (Vector Network Analyzer).

Еще одной важной характеристикой, определяющей искажение сигнала в полосе пропускания, является *групповое время задержки* (запаздывания), ГВЗ (Group Delay). **ГВЗ** – это задержка огибающей сигнала на заданной частоте. Т.е. если входной сигнал $x(t)$ представить в виде $x(t) = a(t)\cos\omega t$, то при условии $\frac{d \log(a(t))}{dt} \ll \omega$ сигнал $y(t)$ на выходе фильтра с передаточной характеристикой $H(j\omega)$ можно аппроксимировать в виде

$$y(t) = |H(j\omega)| a(t - \tau_g) \cos(\omega(t - \tau_\varphi))$$

где, τ_g – групповая задержка, τ_φ – фазовая задержка. Групповая и фазовая задержки связаны с ФЧХ $\varphi(\omega)$ следующими соотношениями

$$\tau_g = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}, \quad \tau_\varphi = -\frac{\varphi(\omega)}{\omega}.$$

В инженерных расчетах и при оценке характеристик фильтров часто пользуются обобщенными параметрами (рис. 4):

- *полоса пропускания* (Passband) и *частота среза* (Cutoff frequency) по заданному уровню (обычно -3 и -1 дБ);
- *неравномерность АЧХ* в полосе пропускания (Flatness);
- *полоса подавления* (Stop band) и соответствующая частота по заданному уровню (обычно -30 или -40 дБ);
- *наибольший коэффициент отражения* (Return loss) по входу и выходу в полосе пропускания;
- *неравномерность ГВЗ* в полосе пропускания (Group delay flatness).

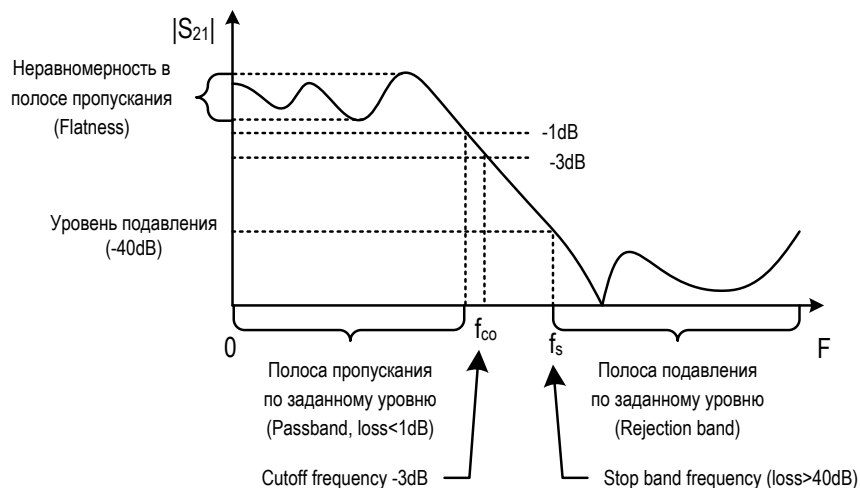


рис. 4: График АЧХ и обобщенные параметры фильтра

2.2. Подготовка к лабораторной работе

1. Изучите принцип работы, систему параметров и основные характеристики используемых приборов (анализатора спектра, генератора).

2. Составьте схему резистивного делителя мощности 1:2 и рассчитайте номиналы его элементов при условии согласования на 50 Ом.

3. Оцените влияние (вносимые потери, обусловленные рассогласованием) ненагруженного выхода резистивного делителя мощности (Power Splitter) 1:2 на второй выход (рис. 5).

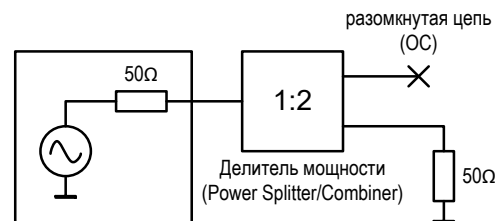


рис. 5: делитель мощности с ненагруженным выходом

4. Найдите входное сопротивление схем на рис. 6 для соотношения витков 1:1 и 1:2 идеального трансформатора. Каким образом, используя трансформатор, обеспечить согласованный переход с униполярного сигнала на дифференциальный и обратно?

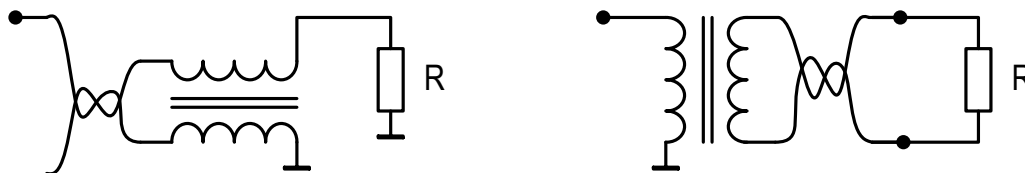
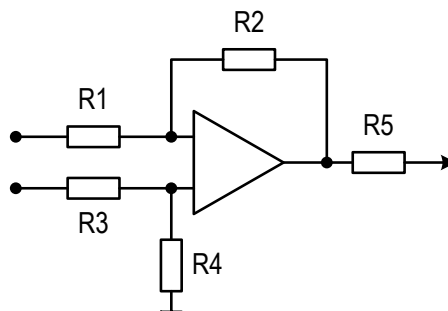


рис. 6: переход с дифференциального сигнала на униполярный и обратно обратно

5. Рассчитайте номиналы элементов схемы на рис. 7, обеспечивающей переход дифференциального согласованного на 200 Ом на униполярный 50 Ом с коэффициентом по напряжению 1.



6. Найдите коэффициент отражения по входу аттенюатора 6дБ, согласованного на 50 Ом, при нагрузке 25Ом.

рис. 7: переход с дифференциального сигнала на униполярный

7. Найдите S-параметры схем, приведенных на рис. 8 при согласовании на Z_0 .

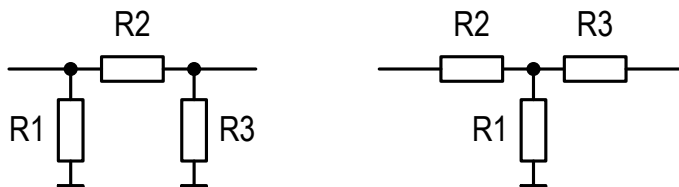


рис. 8: схемы аттенюаторов

8. Определите (качественно) связь между ГВЗ в полосе пропускания и порядком фильтра. Какой тип фильтра имеет наиболее равномерное ГВЗ? Оцените ГВЗ (в полосе пропускания) фильтра с полосой 1, 10, 100МГц.

2.3. Задание на экспериментальное исследование

Перед началом измерений следует ознакомиться с инструкцией по работе с используемыми приборами: анализатор спектра RIGOL DSA 1030A, генератор сигналов Advantex SG8

2.3.1. Измерение АЧХ фильтра

1. Соберите схему, приведенную на рис. 9, установите мощность выходного сигнала генератора +10 дБм.

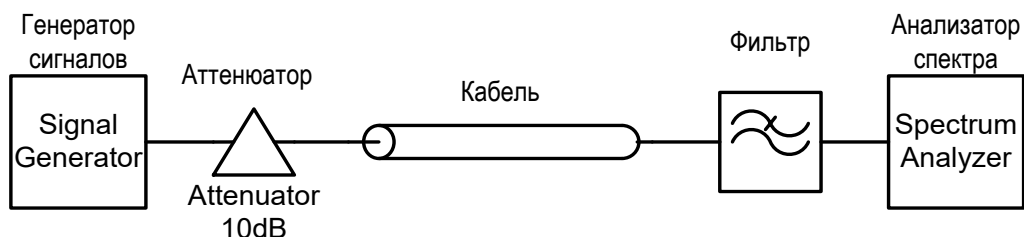


рис. 9: схема измерения АЧХ фильтра

2. Путем регулировки частоты определите сетку (набор точек) частот и настройки анализатора спектра. На участках быстрого изменения АЧХ целесообразно использовать более густую сетку. Параметры SPAN и RBW следует выбирать исходя из требуемого динамического диапазона и адекватного времени измерения. VBW следует уменьшить, обеспечив стабильные показания уровня маркера.

3. Измерьте уровень сигнала на входе анализатора в выбранных точках частоты.

4. Исключите из предыдущей схемы фильтр (рис. 10). Проведите калибровочные измерения, измерив уровень сигнала на входе анализатора в тех же частотных точках. Калибровочные измерения следует проводить при тех же настройках анализатора, что и в предыдущем пункте для соответствующей точки частоты. Таким образом, мы сможем исключить потери в кабеле, погрешности уровня генератора и анализатора.

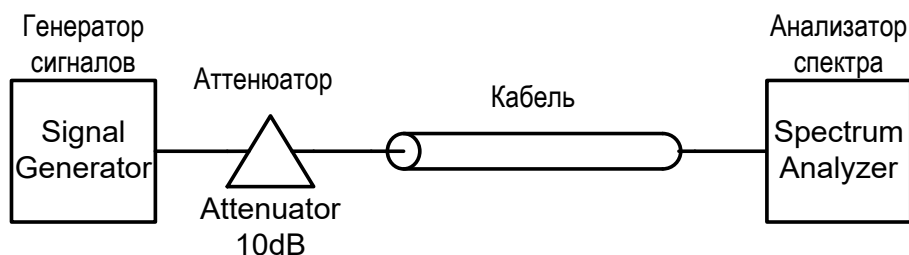


рис. 10: схема калибровки измерительного тракта

5. Найдите АЧХ, вычтя из результатов п.4 значения, измеренные в п.3. Сравните результат с данными, приведенными в документации на выбранный фильтр (документацию на фильтры самостоятельно найти в Интернете), постройте график.

2.3.2. Измерение модуля коэффициента отражения

В данном измерении используется направленный ответвитель (*Directional Coupler*), рис.11.

Пусть на вход *IN* подается падающая волна, она проходит на выход (порт *OUT*) с небольшими потерями *IL* (*Insertion Loss*). Также падающая волна проходит в порт *CPL IN* (*Coupled Input*) с ослаблением *C* на порт *CPL OUT* (*Coupled Output*).

Кроме того, в результате неидеальности ответвителя имеется паразитное прохождение падающей волны с порта *IN* на порт *CPL OUT* с ослаблением *I* (*Isolation*), аналогично для отраженной волны с порта *OUT* на порт *CPL IN*. Отношение *C* к *I* называется направленностью ответвителя *D* (*Directivity*). Рассмотрим следующий пример. Пусть на вход *IN* ответвителя с $IL \approx 0$ дБ, $C = 20$ дБ и $I = 50$ дБ подается сигнал 0 дБм с согласованного выхода генератора, выход *OUT* разомкнут, а к портам *CPL IN* и *CPL OUT* подключена согласованная нагрузка. Поскольку коэффициент отражения от порта *OUT* равен 1 (0 дБ), то на нагрузке порта *CPL OUT* появится сигнал с мощностью -20 дБм. Если же к выходу *OUT* подключить согласованную нагрузку, то уровень сигнала уменьшится до -50 дБм. Для идеального ответвителя $I = \infty$, $IL = 0$ дБ, C – фиксированная величина (как правило 10..20 дБ), не зависящая от частоты.

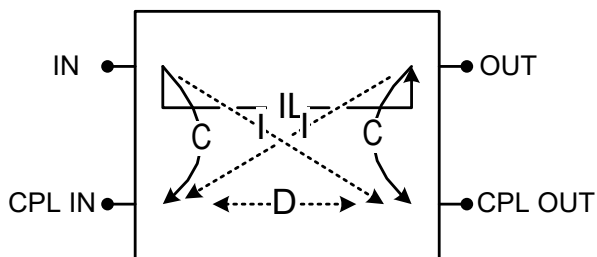


рис. 11: направленный ответвитель

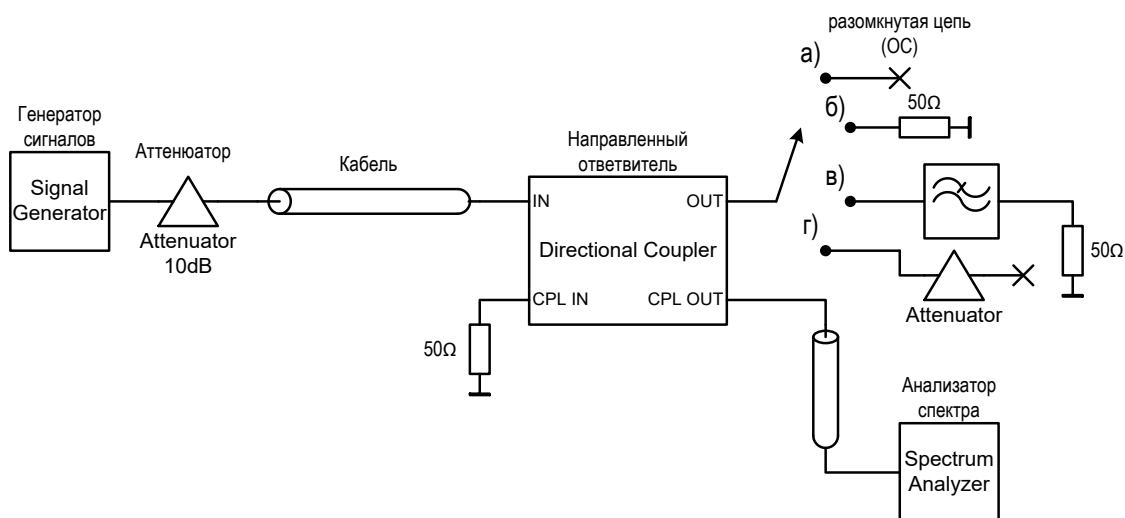


рис. 12: схема измерения модуля коэффициента отражения

1. Соберите схему, показанную на рис. 12 (вариант (а), с открытым выходом *OUT* ответвителя). Подайте сигнал с генератора +10дБм, измерьте уровень сигнала на выходе *CPL OUT* на тех же частотах, что и в

разделе 2.3.1. Найдите значения коэффициента ответвления (*Coupling*), зная уровень сигнала на входе *IN*. Сравните полученные результаты с указанными в документации на ответвитель.

2. Подключите к выходу *OUT* нагрузку 50 Ом (рис. 12, вариант (б)). Измерьте уровень сигнала на выходе *CPL OUT* на прежних частотах. Найдите значение развязки (*Isolation*) или направленности (*Directivity*), сравните результаты с указанными в документации.

3. Подключите к порту *OUT* фильтр с нагрузкой 50 Ом (рис.12 вариант (в)). Измерьте уровень сигнала на выходе *CPL OUT* на прежних частотах. Вычтя полученные значения из соответствующих значений первого пункта, найдите коэффициент отражения фильтра и КСВН, сравните результаты с указанными в документации на фильтр. Отобразите коэффициент отражения (*Return Loss*) и направленности (*Directivity*) на одном графике.

4. Подключите поочередно к выходу *OUT* аттенюаторы 3, 6, 10 дБ без нагрузки (рис.12, вариант (г)). Измерьте коэффициент отражения, сравните с расчетными значениями.

2.4. Контрольные вопросы

1. Какие именно погрешности приборов позволяет исключить калибровочное измерение в разделе 2.3.1? Зная характеристики используемых приборов, оцените погрешность полученных результатов.

2. Какова функция аттенюатора в схеме измерения АЧХ на рис. 9 и 10?

3. Как влияет параметр RBW анализатора спектра на отображаемый уровень шума и время измерения?

4. Почему при измерении спектра синусоидального сигнала при изменении RBW уровень шумовой полки меняется, а уровень дискретной составляющей остается прежним?

5. Какое влияние на измерение спектра сигнала оказывает полоса VBW анализатора?

6. Что является ограничивающим фактором при измерении минимального коэффициента отражения в разделе 2.3.2? Подумайте, как с помощью калибровочных измерений открытого, замкнутого и нагруженного порта *OUT*, а так же амплитудных и фазовых отношений портов *CPL IN* и *CPL OUT* получить лучшую чувствительность.

7. Предложите методику оценки ГВЗ фильтра с использованием доступных вам приборов (генераторов, анализатора спектра, осциллографа, делителя мощности, аттенюаторов).

3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

Целью работы является:

- измерение коэффициента усиления (*Gain*) и коэффициента передачи от выхода ко входу (*Isolation*) усилителя с помощью генератора сигналов и анализатора спектра;
- измерение коэффициента шума (*Noise Figure*) усилителя с помощью генератора сигналов и анализатора спектра;
- измерение модуля коэффициента отражения (*Return Loss*) по входу и выходу усилителя с помощью генератора сигналов, анализатора спектра и направленного ответвителя;
- измерение точки одно-децибельной компрессии P_{1dB} усилителя с помощью генератора сигналов и анализатора спектра;
- измерение точки пересечения по интермодуляции 3-го порядка (*IP3*) усилителя с помощью двух генераторов сигналов, делителя мощности и анализатора спектра;
- сравнение измеренных параметров со значениями, указанными в документации на выбранный усилитель и расчетными значениями;
- оценка погрешности измерений в результате влияния несогласованных элементов измерительного тракта и параметров подаваемого сигнала.

3.1. Основные теоретические сведения. Параметры высокочастотного усилителя.

3.1.1. Коэффициент усиления, развязка и коэффициенты отражения

Как и любую линейную систему, усилитель в высокочастотной технике принято характеризовать S-параметрами. В документации часто приводятся их абсолютные значения, выраженные в дБ.

Gain – усиление, коэффициент передачи от входа к выходу, $|S_{21}|$;

Gain Flatness – неравномерность усиления в заданной полосе;

Reverse Isolation – развязка, коэффициент передачи от выхода ко входу, $|S_{12}|$;

Directivity – направленность, величина, обратная произведению усиления и развязки, $|S_{21}S_{12}|^{-1}$;

Input Return Loss – коэффициент отражения по входу, $|S_{11}|$;

Output Return Loss – коэффициент отражения по выходу, $|S_{22}|$.

Эти параметры зависят от частоты, поэтому обычно приводят их графики. Следует отметить, что большая величина направленности обеспечивает не только запас устойчивости к возбуждению, но и

позволяет использовать усилитель в качестве буфера от прохождения паразитного сигнала с выходных цепей на входные, например при преобразовании частоты.

3.1.2. Коэффициент шума

Вследствие хаотического теплового движения электронов в проводниках возникает тепловой шум (*thermal noise*). Спектральная плотность мощности теплового шума, генерируемого активным сопротивлением, определяется формулой Найквиста:

$$G=4kT,$$

где k – постоянная Больцмана ($k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К), T - абсолютная температура сопротивления в градусах Кельвина. До частот порядка 10^{15} Гц (величина, обратная времени свободного пробега электронов) можно считать, что спектральная плотность мощности теплового шума не зависит от частоты. Указанная величина лежит далеко за пределами диапазонов частот, применяемых в радиотехнике, поэтому тепловой шум активного сопротивления можно считать белым. Распределение плотности вероятности теплового шума является нормальным. Это можно объяснить тем, что случайный процесс, представляющий тепловой шум, формируется бесконечным количеством малых случайных слагаемых (воздействие электронов) с одинаковым распределением. А это, в силу центральной предельной теоремы, приводит к нормальному распределению.

Активное сопротивление можно представить в виде генератора. В таком случае, номинальная мощность генератора, отдаваемая в нешумящую нагрузку в четыре раза меньше мощности генератора:

$$G_0=kT,$$

Следовательно, спектральная плотность шума на выходе идеального усилителя с усилением по мощности K_p равна $G_{вых} = kTK_p$, т.е. шум, как и сигнал, усиливается в K_p раз. Реальный же усилитель помимо передаваемого шума вносит собственный шум. Таким образом, шум на выходе реального усилителя больше, чем у идеального, что можно представить, как дополнительное усиление теплового шума с некоторым коэффициентом, большим единицы.

$$K_u = NF = \frac{G_{вых.реал}}{G_{вых}} = \frac{G_{вых.реал}}{kTK_p},$$

где $K_u = NF$ (*Noise Figure*) – **коэффициент шума**. Поскольку собственный шум усилителя, не всегда бывает белым, а коэффициент усиления, не равномерен в частотной области, то коэффициент шума в общем случае зависит от частоты. При температуре 290К спектральная плотность шума $G_0 = 4 \times 10^{-21}$ Вт/Гц (–174 дБм/Гц).

На рис.13 изображена модель многокаскадного (*multistage*)

усилителя вместе с эквивалентными источниками собственного шума:

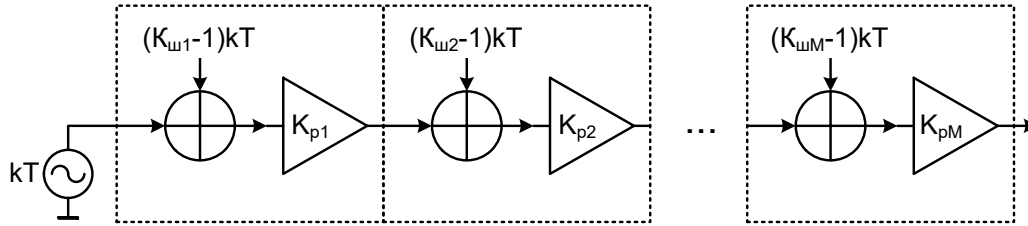


рис. 13: модель источников шума многокаскадного усилителя

Результирующий коэффициент шума для такого усилителя равен:

$$K_{ш} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{K_{p1}} + \frac{K_{ш3} - 1}{K_{p1}K_{p2}} + \dots + \frac{K_{шM} - 1}{K_{p1}K_{p2} \cdot \dots \cdot K_{p(M-1)}},$$

где $K_{шi}$ и K_{pi} – коэффициенты шума и передачи по мощности i -го каскада соответственно.

Из приведенного выражения следует, что для того, чтобы получить минимальный шум на выходе многокаскадного усилителя, следует поставить малошумящий усилитель на входе и обеспечить, чтобы вдоль аналогового тракта всегда выполнялось условие:

$$\frac{K_{шM} - 1}{\prod_{j=1}^{M-1} K_{pj}} \ll 1.$$

В таком случае результирующий коэффициент шума будет в основном определяться коэффициентом шума первого каскада. На практике это условие не всегда удается выполнить в полной мере, поскольку оно означает, что вдоль тракта следует постоянно поддерживать высокий уровень сигнала, а это сказывается на нелинейных искажениях.

Для пассивных линейных цепей, например, аттенюатора, коэффициент шума равен коэффициенту подавления. Т.е. если, например, аттенюатор ослабляет уровень сигнала в 2 раза (6 дБ), то его коэффициент шума равен 2 (6 дБ). То же самое относится к фильтрам в полосе пропускания.

3.1.3. Нелинейные искажения

Широко распространенными параметрами, характеризующими нелинейность тракта, являются точки пересечения интермодуляции второго и третьего порядков двухтонового сигнала. Данные параметры сравнительно просто измерить, они приводят к несложным инженерным расчетам и дают наглядную оценку уровня продуктов нелинейных искажений тракта.

Математическая модель

Математическая модель динамической нелинейной передаточной характеристики в общем случае описана в специальной литературе. Однако, в инженерных расчетах она используется крайне редко ввиду

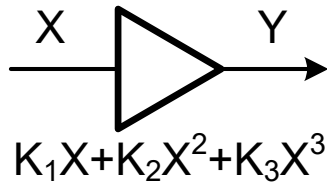


рис. 14: математическая модель усилительного тракта

сложности вычислений. Поэтому на практике её заменяют более простой статической моделью, представляющей собой степенной ряд. Как правило, ограничиваются третьей степенью, поскольку продукты остальных членов существенно меньше. Следует отметить, что подобная аппроксимация возможна только для малых сигналов.

Статическая передаточная характеристика (рис. 14):

$$Y(X) = K_1X + K_2X^2 + K_3X^3, \quad (1)$$

где X – сигнал на входе системы, Y – сигнал на выходе системы.

Интермодуляция двухтонового сигнала

Пусть X – двухтоновый сигнал с амплитудами A и B :

$$X = A \sin \alpha + B \sin \beta,$$

где $\alpha = 2\pi f_1 t$, $\beta = 2\pi f_2 t$, f_1 и f_2 – частоты гармонических сигналов, рис. 15.

Гармонические составляющие, появляющиеся в результате возведения сигнала во вторую и третью степени:

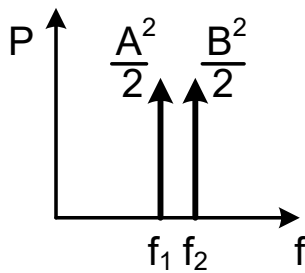


рис. 15: спектр двухтонового сигнала

$$X^2 = (A \sin \alpha + B \sin \beta)^2 = \frac{A^2 + B^2}{2} -$$

$$-AB \cos(\alpha + \beta) + AB \cos(\alpha - \beta) - \frac{A^2}{2} \cos 2\alpha - \frac{B^2}{2} \cos 2\beta, \quad (2)$$

$$\begin{aligned} X^3 = (A \sin \alpha + B \sin \beta)^3 = & \left(\frac{3}{4} A^3 + \frac{3}{2} B^2 A \right) \sin \alpha + \left(\frac{3}{4} B^3 + \frac{3}{2} A^2 B \right) \sin \beta + \\ & + \frac{3}{4} A^2 B \sin(2\alpha - \beta) + \frac{3}{4} B^2 A \sin(2\beta - \alpha) - \frac{A^3}{4} \sin 3\alpha - \frac{B^3}{4} \sin 3\beta - \\ & - \frac{3}{4} A^2 B \sin(2\alpha + \beta) - \frac{3}{4} B^2 A \sin(2\beta + \alpha). \end{aligned} \quad (3)$$

На рис. 16 в частотной области отображены мощности найденных составляющих.

Пусть P_A и P_B – мощности тонов, входного сигнала, т.е.

$$P_A = \frac{A^2}{2}, P_B = \frac{B^2}{2}. \quad (4)$$

Пользуясь результатами выражений (2,3), характеристикой (1) и соотношениями (4), найдем мощности интересующих нас гармонических составляющих на выходе (табл. 4).

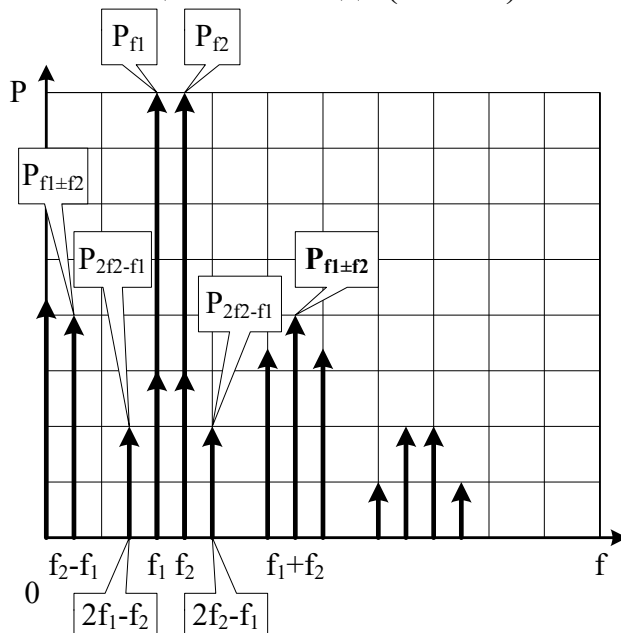


рис. 16: спектр выходного сигнала Y

Таблица 4

Уровни гармонических составляющих на выходе для двухтонового сигнала с уровнями P_A и P_B

Поз.	Обозначение	Частота	Значение (A, B)	Значение (P_A, P_B)
1	P_{f_1}	f_1	$\frac{1}{2} K_1^2 A^2$	$K_1^2 P_A$
2	P_{f_2}	f_2	$\frac{1}{2} K_2^2 B^2$	$K_2^2 P_B$
3	$P_{f_2 \pm f_1}$	$f_2 \pm f_1$	$\frac{1}{2} K_2^2 A^2 B^2$	$2 K_2^2 P_A P_B$
4	$P_{2f_1 - f_2}$	$2f_1 - f_2$	$\frac{9}{32} K_3^2 A^4 B^2$	$\frac{9}{4} K_3^2 P_A^2 P_B$
5	$P_{2f_2 - f_1}$	$2f_2 - f_1$	$\frac{9}{32} K_3^2 A^2 B^4$	$\frac{9}{4} K_3^2 P_A P_B^2$

Точки пересечения IP_2 и IP_3

Пусть уровни тонов входного сигнала одинаковы: $A = B = C$, $P_C = \frac{C^2}{2}$,

где P_C – мощность каждого из тонов на входе. Тогда аналогично выпишем уровни составляющих на выходе - таблица 5.

Таблица 5

Уровни гармонических составляющих на выходе для двухтонового сигнала с одинаковыми уровнями P_C

Поз.	Обозначение	Частота	Значение (C)	Значение (P_C)
1	$P_{f_{1,2}}$	f_1, f_2	$\frac{1}{2} K_1^2 C^2$	$K_1^2 P_C$
2	IM_2	$f_2 \pm f_1$	$\frac{1}{2} K_2^2 C^4$	$2K_2^2 P_C^2$
3	IM_3	$2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$	$\frac{9}{32} K_3^2 C^6$	$\frac{9}{4} K_3^2 P_C^3$

На рис. 17 в логарифмическом масштабе отображена зависимость уровней составляющих на выходе с частотами f_1 и f_2 (усиленный сигнал), $f_2 \pm f_1$ (продукты второго порядка), $2f_2 - f_1$ и $2f_1 - f_2$ (третьего порядка) от мощности тона P_C . Как и следовало ожидать, наклон зависимости усиленного сигнала равен 1:1, продуктов нелинейности второго порядка – 2:1, третьего – 3:1. Это означает, что при каждом уменьшении мощности входного сигнала на 1dB, отношение мощности выходного сигнала и искажений второго порядка увеличивается на 1dB, а для третьего порядка – на 2dB. Следует учесть, что указанные зависимости справедливы лишь для малых сигналов (как правило, ниже точки децибельной компрессии на 6–10 dB).

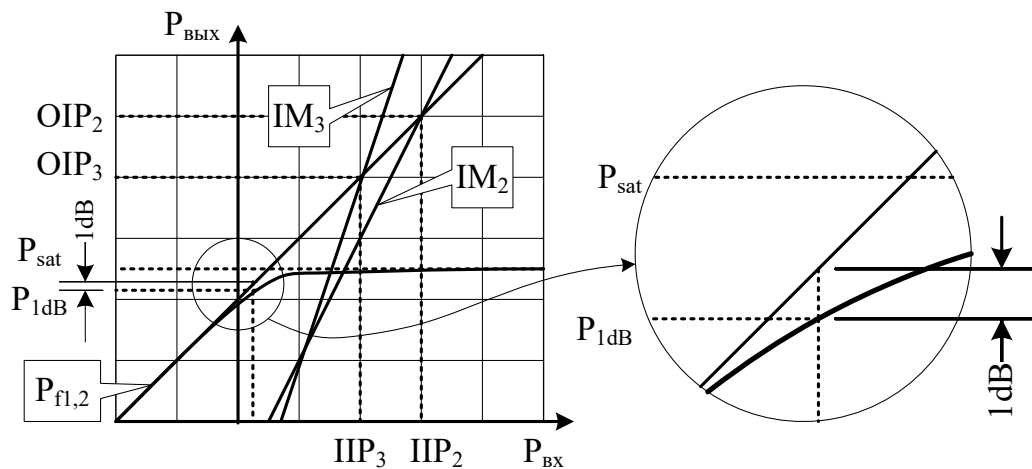


рис. 17: зависимость уровня продуктов нелинейных искажений от мощности тона входного сигнала

Точкой пересечения по интермодуляции второго порядка по выходу OIP_2 (Output 2nd Order Intercept Point) для двухтонового сигнала с частотами f_1 и f_2 и одинаковыми уровнями тонов называется такая аппроксимированная мощность тона выходного сигнала, при которой она равна мощности продукта нелинейности второго порядка на частоте $f_2 - f_1$ (или $f_2 + f_1$).

Из данного определения и рассмотренных выше зависимостей (таблица 5) следует очевидное соотношение:

$$OIP_2 = IMD_2 \cdot P_{f_{1,2}}, \quad IMD_2 = \frac{P_{f_{1,2}}}{IM_2}, \quad (P_{f_{1,2}} \ll P_{1dB}),$$

где $P_{f_{1,2}}$ - мощность тона выходного сигнала, IM_2 – мощность продукта нелинейности второго порядка на частоте $f_2 \pm f_1$, IMD_2 - (*2nd Order Intermodulation Distortion*) интермодуляционные искажения 2-го порядка, т.е. отношение мощности тона $P_{f_{1,2}}$ к мощности продукта нелинейности IM_2 , рис. 18.

Точкой пересечения по интермодуляции второго порядка по входу IIP_2 (*Input 2nd Order Intercept Point*) называется мощность

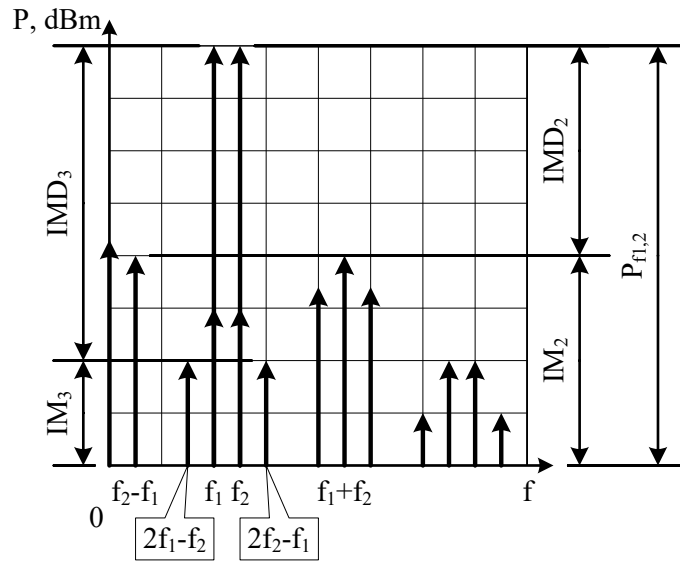


рис. 18: спектр выходного сигнала с обозначенными IM_x и IMD_x

входного тона, соответствующая мощности OIP_2 на выходе. Т.е.:

$$OIP_2 = IIP_2 \cdot K_1^2.$$

Точкой пересечения по интермодуляции третьего порядка по выходу OIP_3 (*Output 3rd Order Intercept Point*) для двухтонового сигнала с частотами f_1 и f_2 и одинаковыми уровнями тонов называется такая аппроксимированная мощность тона выходного сигнала, при которой она равна мощности продукта нелинейности третьего порядка на частоте $2f_2 - f_1$ (или $2f_1 - f_2$).

Из данного определения и рассмотренных выше зависимостей (таблица 5) следует соотношение:

$$OIP_3 = \sqrt{IMD_3} \cdot P_{f_{1,2}}, \quad IMD_3 = \frac{P_{f_{1,2}}}{IM_3}, \quad (P_{f_{1,2}} \ll P_{1dB}),$$

где $P_{f_{1,2}}$ - мощность тона выходного сигнала, IM_3 – мощность продукта нелинейности третьего порядка на частоте $2f_2 - f_1$ или $2f_1 - f_2$, IMD_3 - (*3rd Order Intermodulation Distortion*) интермодуляционные искажения 3-го

порядка, т.е. отношение мощности тона $P_{f_{1,2}}$ к мощности продукта нелинейности IM_3 , рис. 18.

Точкой пересечения по интермодуляции третьего порядка по входу IIP_3 (Input 3rd Order Intercept Point) называется мощность входного тона, соответствующая мощности OIP_3 на выходе. Т.е.:

$$OIP_3 = IIP_3 \cdot K_1^2.$$

Следует отметить, что параметры IIP_2 и IIP_3 имеют размерность мощности. Для логарифмических величин, выраженных в децибелах, соотношения принимают следующий вид:

$$IMD_2 = OIP_2 - P_{f_{1,2}}, \quad OIP_2 = IIP_2 + K_1, [\text{dB}]$$

$$IMD_3 = 2(OIP_2 - P_{f_{1,2}}), \quad OIP_3 = IIP_3 + K_1, [\text{dB}]$$

3.1.4. Максимальная выходная мощность и точка децибелной компрессии

Пусть $x(t)$ – сигнал на входе системы

$$x(t) = \frac{1}{2} \sqrt{P_x} \sin(\omega_0 t),$$

где P_x – мощность сигнала $x(t)$. Отобразим на графике в

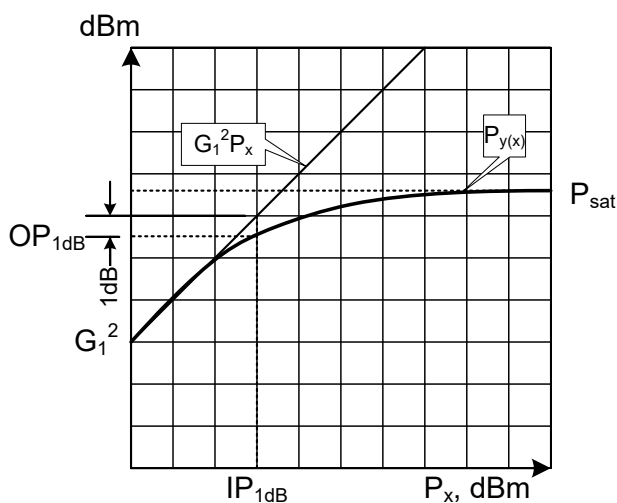


рис. 19: определение точки децибелной компрессии

логарифмическом масштабе зависимость мощности выходного сигнала от мощности P_x входного сигнала заданной частоты ω_0 , рис.19.

При малом уровне входного сигнала график совпадает с прямой с тангенсом угла наклона равным единице. Этот участок соответствует режиму, близкому к линейному (участок незначительной

нелинейности). Далее график выходной мощности меняет наклон и становится более

пологим вплоть до точки, когда усилитель входит в насыщение P_{sat} . Этот участок соответствует существенной нелинейности.

Очевидно, что аппроксимацией рядом вида (1) можно пользоваться только при малом входном сигнале. Таким образом, необходим параметр, определяющий границы использования аппроксимации и характеризующий некоторым образом максимальную выходную мощность усилителя. Таким параметром является точка децибелной

компрессии P_{1dB} (*1dB Compression Point*), равная такой мощности сигнала на выходе, при котором отличие от асимптотической линейной характеристики составляет 1 дБ, рис. 19. Обычно точку децибелльной компрессии относят к выходу усилителя и обозначают OP_{1dB} (или просто P_{1dB}), при характеристизации по входу – IP_{1dB} . Из определения, очевидно, следует:

$$OP_{1dB} = IP_{1dB} + (K_1 - 1), \quad [\text{дБ}]$$

На практике принято эмпирическое правило – считают, что область несущественной нелинейности лежит ниже точки децибелльной компрессии на 10–12дБ. Т.е. оценка интермодуляционных искажений, изначально основанная на выражении (1), применима только в том случае, если уровень выходного сигнала лежит в этом диапазоне. Поскольку точка децибелльной компрессии определена для синусоидального сигнала заданной частоты, то в документации на компоненты обычно приводят графики зависимости P_{1dB} от частоты. Следует также отметить, что существует ряд задач, где нелинейность не важна, а основным критерием является максимальный уровень на выходе P_{sat} , например, при усилении гетеродина (однотонного сигнала) перед входом балансного смесителя.

3.2. Подготовка к лабораторной работе

1. На вход согласованного усилителя подается сигнал. Выход усилителя также нагружен на согласованную нагрузку. Определите, как изменится амплитуда выходного сигнала, если отключить нагрузку.

2. На усилитель с коэффициентом усиления $K_p = +20 \text{ дБ}$ и $OIP_3 = +30 \text{ дБм}$ подается двухтоновый сигнал с уровнем каждого тона -10 дБм . Определите значение отношения IMD_3 .

3. Ко входу усилителя подключили аттенюатор 6 дБ. Найдите, как изменятся параметры IIP_3 и OIP_3 данной схемы.

4. На нелинейный усилитель подается сигнал с полосой 10 МГц на центральной частоте 1 ГГц. Определите ширину полосы продуктов интермодуляции 3-го порядка на той же центральной частоте.

5. Определите (качественно) влияние глубины обратной связи в усилителе на параметры IIP_3 , P_{1dB} , P_{sat} .

6. Определите (качественно), как изменяется IIP_3 широкополосного усилителя с ростом частоты.

7. Подумайте, как сформировать двухтоновый сигнал с помощью преобразователя частоты (смесителя). Почему способ формирования двухтонового сигнала с использованием сумматора для измерения нелинейных искажений предпочтительнее?

8. Оцените амплитуду теплового шума на нагрузке 1 кОм в полосе 100 МГц .

9. На широкополосный усилитель с коэффициентом усиления $K_p = +10\text{ дБ}$ и коэффициентом шума $K_{ш} = 3\text{ дБ}$ подается шум мощностью 0 дБм в полосе 100 МГц . Определите мощность шума на выходе в той же полосе.

10. На усилитель с коэффициентом шума $K_{ш} = 4\text{ дБ}$ подается сигнал с эффективной полосой 10 МГц и мощностью -80 дБм . Определите отношение сигнал/шум на выходе усилителя.

11. Ко входу усилителя с коэффициентом шума $K_{ш} = 3\text{ дБ}$ подключен аттенюатор 6 дБ . Определите коэффициент шума данной схемы.

12. К выходу усилителя с коэффициентом шума $K_{ш} = 3\text{ дБ}$ и коэффициентом усиления $K_p = +20\text{ дБ}$ подключен аттенюатор 6 дБ . Оцените коэффициент шума данной схемы.

3.3. Задание на экспериментальное исследование

Перед началом измерений следует повторно ознакомиться с инструкцией по работе с используемыми приборами.

3.3.1. Измерение коэффициента усиления (Gain) и развязки (Isolation)

1. Соберите схему, приведенную на рис. 20, установите мощность выходного сигнала генератора 0 дБм . Убедитесь, что усилитель находится в линейном режиме, т.е. мощность выходного сигнала существенно ниже точки децибелльной компрессии.

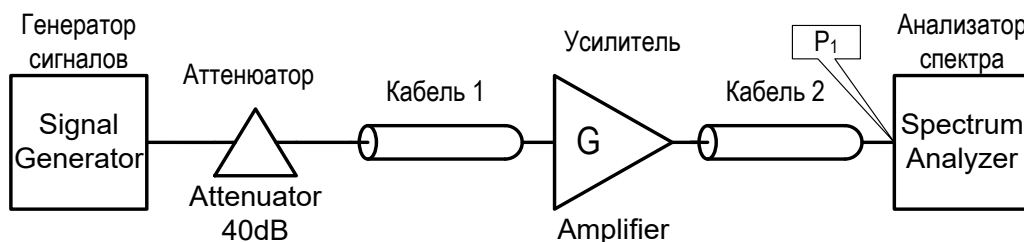


рис. 20: схема измерения АЧХ усилителя

2. Путем регулировки частоты определите сетку (набор точек) частот и настройки анализатора спектра.

3. Измерьте уровень сигнала на выходе анализатора в выбранных точках частоты.

4. Исключите из предыдущей схемы усилитель, соединив кабели адаптером типа SMA(f)-SMA(f), как показано на рис. 21. Проведите

калибровочные измерения, определив уровень сигнала на входе анализатора в тех же частотных точках. Калибровочные измерения следует проводить при тех же настройках анализатора, что и в предыдущем пункте для соответствующей точки частоты.

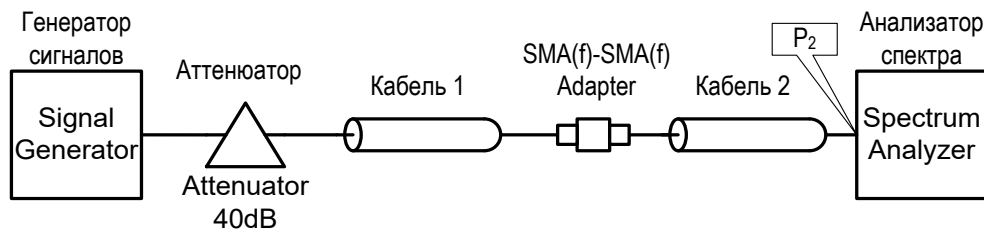


рис. 21: схема калибровки для измерения АЧХ усилителя

5. Найдите АЧХ усилителя, вычтя из результатов п.4 значения, измеренные в п.3.

6. Аналогично измерьте развязку (коэффициент передачи от выхода ко входу).

7. Постройте графики, сравните полученные результаты с данными, приведенными в документации на выбранный усилитель.

3.3.2. Измерение коэффициента шума(Noise Figure)

1. Соберите схему, приведенную на рис. 22, установите мощность выходного сигнала генератора 0 дБм. Определите уровень P_1 сигнала в прежних частотных точках.

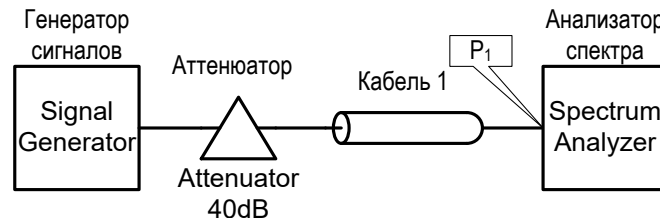


рис. 22: схема калибровочного измерения уровня входного сигнала

2. Добавьте в схему усилитель, как показано на рис. 23, убедитесь, что усилитель находится в линейном режиме. Определите уровень P_2 сигнала. Это позволит найти коэффициент усиления K_p с учетом потери во втором кабеле IL_2 :

$$K_p - IL_2 = P_2 - P_1, \quad [\text{дБ}]$$

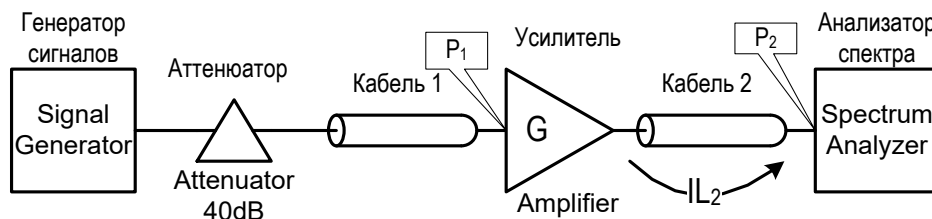


рис. 23: схема калибровочного измерения уровня выходного сигнала

3. Отсоедините кабель от входа усилителя и подключите согласованную нагрузку, как показано на рисунке 24. Определите уровень шума P_3 в полосе RBW (Гц) анализатора спектра.

$$P_3 = G_0 + 10\lg(RBW) + K_{ш} + K_p - IL_2, \quad [\text{дБ}],$$

где G_0 - спектральная плотность мощности теплового шума (в дБм/Гц), RBW в Гц, остальные величины в логарифмических единицах. Обычно G_0 принимают равным -174 дБм/Гц.

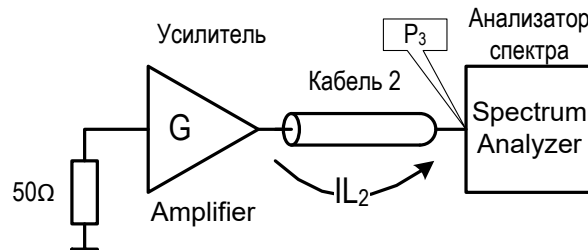


рис. 24: схема измерения уровня шума

4. Отключите нагрузку 50 Ом на входе усилителя. Измерьте спектральную плотность шума на выходе усилителя. Проведите те же измерения с короткозамкнутым входом. Сравните результаты, поясните отличия (или их отсутствие).

5. Отключив усилитель, убедитесь, что собственный шум анализатора спектра существенно ниже шума на выходе усилителя. Оцените погрешность измерения, обусловленную собственным шумом анализатора. Для этого можно воспользоваться таблицей 6, в которой приведены отношения мощностей в дБ и соответствующий коэффициент для суммы мощностей в дБ. Например, известны уровни

мощности P_A и P_B в дБ, тогда $P_A + P_B = P_A \left(1 + \frac{P_B}{P_A} \right)$. В логарифмическом

масштабе это выражение будет выглядеть следующим образом

$10\lg(P_A + P_B) = 10\lg(P_A) + 10\lg\left(1 + \frac{P_B}{P_A}\right)$, где первое слагаемое – уровень

мощности первого сигнала в дБ, а второе слагаемое является функцией отношения P_B/P_A выраженного в дБ. Например, $P_A = +10$ дБм и $P_B = +6$ дБм, тогда их отношение равно -4 дБ, а сумма (в линейном масштабе) $P_A + P_B$ равна $10 + 1.5 = 11.5$ дБм.

Таблица 6

Таблица для оценки суммы мощностей, выраженных в дБ

$10\lg\left(\frac{P_2}{P_1}\right)$	-20	-17	-15	-14	-13	-12	-11	-10	-9
$10\lg\left(1+\frac{P_2}{P_1}\right)$	0.04	0.09	0.14	0.17	0.21	0.27	0.33	0.41	0.52
$10\lg\left(\frac{P_2}{P_1}\right)$	-8	-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0
$10\lg\left(1+\frac{P_2}{P_1}\right)$	0.64	0.79	0.97	1.2	1.5	1.8	2.1	2.5	3.0

6. Найдите коэффициент шума в дБ:

$$K_{ш} = P_3 - P_2 + P_1 - G_0 - 10\lg(RBW), \text{ [дБ]}$$

7. Сравните полученные результаты с данными, приведенными в документации на выбранный усилитель.

3.3.3. Измерение точки децибельной компрессии P_{1dB}

1. Соберите схему, приведенную на рис.25. Установите мощность сигнала генератора $+10$ дБм, измерьте уровень P_1 сигнала в выбранных ранее точках частоты.

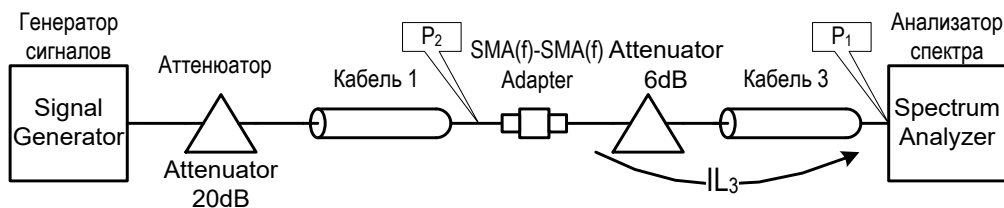


рис. 25: схема калибровочного измерения уровня P_1 при измерении P_{1dB}

2. Удалите из схемы аттенюатор с кабелем (рис. 26), измерьте уровень P_2 сигнала на прежних точках.

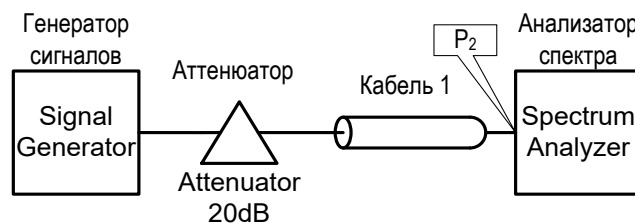


рис. 26: схема калибровочного измерения уровня P_2 при измерении P_{1dB}

3. Найдите суммарные потери аттенюатора и кабеля $IL_2 = P_2 - P_1$.

4. Верните прежнюю схему, вместо адаптера подключив усилитель (рис. 27). Изменяя уровень сигнала генератора в пределах от -10 до $+20$ дБм, постройте зависимость мощности на выходе усилителя $P_3 - IL_2$ от уровня на входе для каждой частоты.

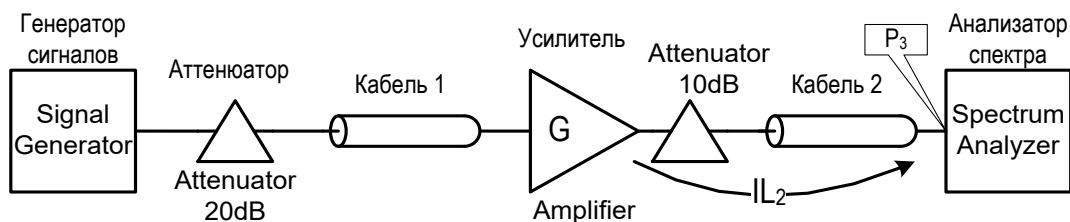


рис. 27: схема измерения точки децибельной компрессии

5. По полученным графикам найдите значения P_{1dB} для выбранных частот, постройте график P_{1dB} от частоты, сравните полученные значения с указанными в документации на усилитель.

3.3.4. Измерение точки пересечения интермодуляционных искажений 3-го порядка IP_3

1. Соберите схему, приведенную на рис. 28.

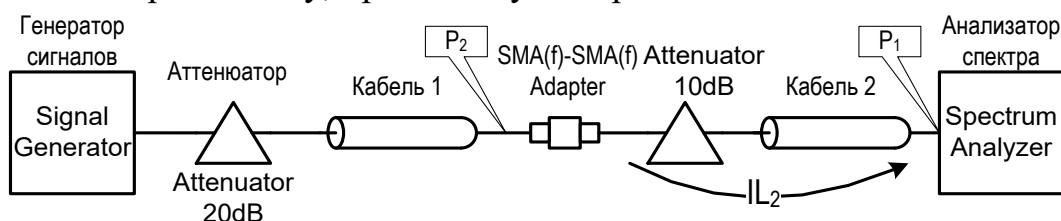


рис. 28: схема калибровочного измерения уровня P_1

Установите мощность сигнала генератора $+10$ дБм, измерьте уровень P_1 сигнала в выбранных ранее точках частоты.

2. Удалите из схемы аттенюатор с кабелем (рис. 29), измерьте уровень P_2 сигнала на прежних точках.

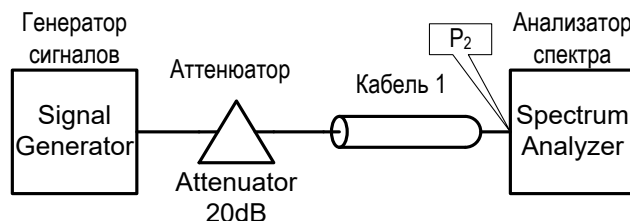


рис. 29: схема калибровочного измерения уровня P_2

3. Найдите суммарные потери аттенюатора и кабеля $IL_3 = P_2 - P_1$.

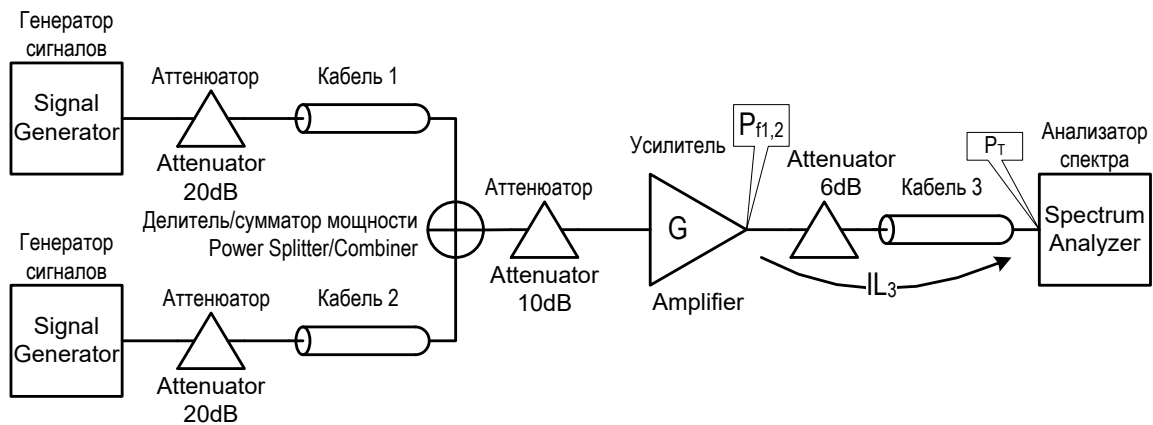


рис. 30: схема измерения IP_3

4. Соберите схему, приведенную на рис. 30. Для выбранных центральных частот проведите измерения IMD_3 при разных уровнях $P_{f_{1,2}}$ тонов выходного сигнала в диапазоне от $P_{1dB} - 20 \text{ дБ}$ до $P_{1dB} - 6 \text{ дБ}$. С учетом суммарных потерь аттенюатора и кабеля $P_{f_{1,2}} = P_T - IL_3$. Разницу частот первого и второго тона выберете равной 1 МГц .

5. По измеренным значениям IMD_3 и $P_{f_{1,2}}$ найдите IP_3 , сравните полученные значения с указанными в документации на усилитель. Поясните отличия измеренных значений при высоком уровне тонов $P_{f_{1,2}}$.

6. Убедитесь в линейности измерительного тракта, подав на анализатор спектра двухтоновый сигнал с максимальным уровнем каждого тона из предыдущего пункта (рис.31). Собственный уровень интермодуляционных искажений измерительного тракта должен быть ниже измеряемого. Этого всегда можно добиться, увеличив аттенюацию на выходе измеряемого устройства.

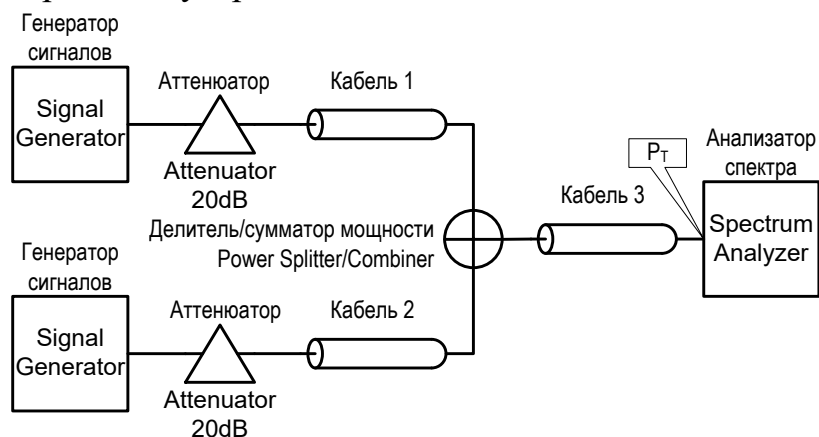


рис. 31: схема оценки IP_3 измерительного тракта

3.3.5. Измерение коэффициентов отражения по входу и выходу (Input/Output Return Loss)

1. Соберите схему, показанную на рис. 32 (вариант (а)), с открытым выходом *OUT* ответвителя). Подайте сигнал с генератора 0дБм, измерьте уровень сигнала на выходе *CPL OUT* на выбранных частотах.

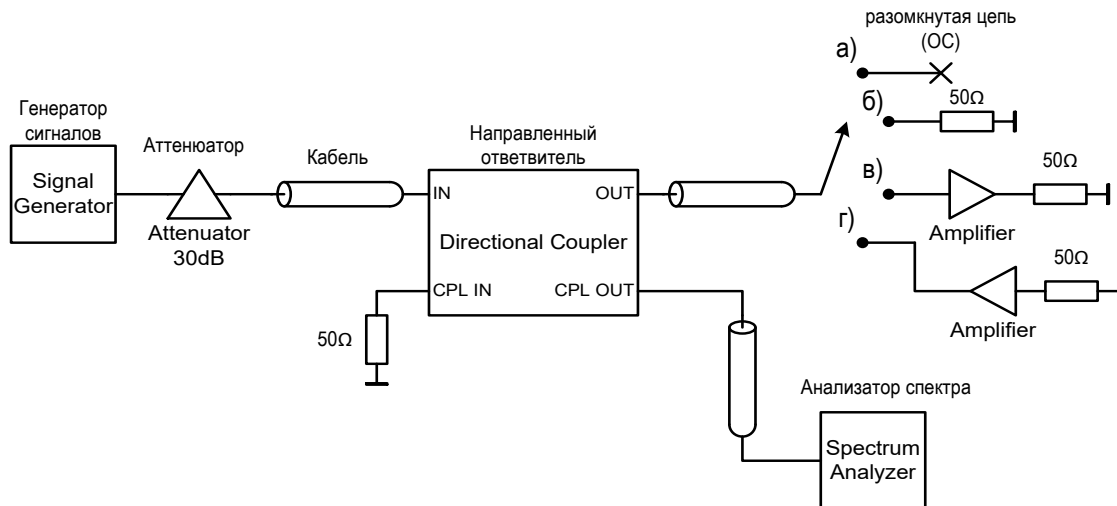


рис. 32: схема измерения модуля коэффициента отражения

2. Подключите к выходу *OUT* нагрузку 50 Ом (рис. 32, вариант (б)). Измерьте уровень сигнала на выходе *CPL OUT* на прежних частотах, найдите значения направленности (*Directivity*).

3. Подключите к порту *OUT* усилитель с нагрузкой 50 Ом (вариант (в)). Измерьте уровень сигнала на выходе *CPL OUT* на прежних частотах. Вычтя полученные значения из соответствующих значений п.1, найдите коэффициент отражения по входу усилителя, сравните результаты с указанными в документации на усилитель. Отобразите коэффициент отражения по входу (*Input Return Loss*) и направленности (*Directivity*) на одном графике.

4. Измерьте коэффициент отражения по входу усилителя при отключенной нагрузке на его выходе. Сравните результаты с расчетными значениями.

5. Измерьте коэффициент отражения по выходу усилителя (рис. 32, вариант (г)). Сравните результаты с указанными в документации на усилитель, отобразите коэффициент отражения по выходу (*Output Return Loss*) и направленности (*Directivity*) на одном графике.

3.4. Контрольные вопросы

1. Какова функция аттенюатора на выходе генератора сигналов при измерении АЧХ усилителя в разделе 3.3.1?

2. Почему при измерении коэффициента шума в разделе 3.3.2 усилителю необходим достаточно высокий коэффициент усиления?
3. Как влияет коэффициент шума анализатора спектра на погрешность измерений коэффициента шума усилителя в разделе 3.3.2?
4. Как изменяется уровень шума на выходе усилителя при замыкании накоротко его входа и при разомкнутом входе?
5. Как влияет шум питания на коэффициент шума транзисторного усилителя по схеме с общим эмиттером (без обратной связи)?
6. Как влияет глубина обратной связи усилителя на его чувствительность к шуму питания?
7. Какова функция аттенюатора на выходе усилителя при измерении точки P_{1dB} в разделе 3.3.3?
8. Каковы функции аттенюаторов в схеме измерения IP_3 на рис.30?
9. Каков механизм возникновения продуктов нелинейных искажений в схеме формирования двухтонового сигнала с помощью сумматора мощности (рис.31)?

4. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДВОЙНОГО БАЛАНСНОГО СМЕСИТЕЛЯ

Целью работы является:

- измерение коэффициента преобразования смесителя с помощью генератора сигналов и анализатора спектра;
- исследование продуктов преобразования смесителя с помощью генератора сигналов и анализатора спектра;
- исследование характеристик смесителя в режиме работы фазового детектора с помощью генератора сигналов, анализатора спектра и цифрового осциллографа;
- измерение фазового шума идентичных синхронных источников с помощью смесителя, анализатора спектра и осциллографа;
- сравнение измеренных параметров со значениями, указанными в документации на выбранный смеситель и расчетными значениями;
- оценка погрешности измерений в результате влияния элементов измерительного тракта.

4.1. Основные теоретические сведения.

4.1.1. Принцип работы смесителя.

Двойной балансный смеситель частоты (*double balanced frequency mixer*) – это нелинейное устройство, предназначенное для преобразования частоты поданных на него сигналов. Условно можно выделить три режима его работы – преобразование частоты вверх (*up-conversion*), преобразование вниз (*down-conversion*) и нелинейный режим - режим фазового детектора (*phase detector operation mode*). Смеситель имеет три порта (рис. 33), в зависимости от выбранного режима работы они имеют следующие назначения:

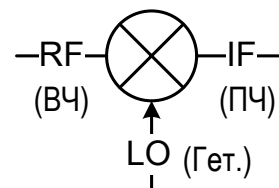


рис. 33: обозначение портов смесителя

RF – (*Radio Frequency*) порт высокой частоты (ВЧ). В режиме преобразования вниз это линейный высокочастотный вход, в режиме преобразования вверх – линейный высокочастотный выход. Его верхняя граница частоты всегда выше, чем у порта *IF*, а нижняя всегда выше нуля, т.е. он не может работать в режиме по постоянному току (*DC, Direct Current*), только по переменному (*AC, Alternating Current*);

IF – (*Intermediate Frequency*) порт промежуточной частоты (ПЧ). В режиме преобразования вниз это линейный низкочастотный выход, в режиме преобразования вверх – линейный низкочастотный вход. Его верхняя граница частоты всегда ниже, чем у порта *RF*, а нижняя

начинается с нуля (DC), т.е. он позволяет выдать (или принять) постоянное напряжение. Это дает возможность использовать смеситель в качестве фазового детектора и элемента регулировки уровня гармонического сигнала;

LO – (*Local Oscillator*) вход гетеродина, принципиально нелинейный, работает только по переменному току (AC). На этот вход подается достаточно мощный сигнал с частотой, определяющей смещение по частоте сигнала на входе RF или IF .

Схема двойного балансного смесителя приведена на рис. 34. Она состоит из двух трансформаторов и диодного кольца (в смесителях СВЧ-диапазона также применяют схему «звезда»).

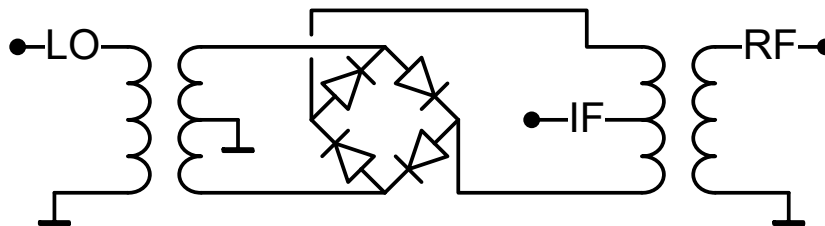


рис. 34: схема балансного смесителя

Сигнал, подаваемый на вход LO , попеременно открывает то одно плечо диодного кольца, то другое, тем самым замыкая на «землю» то один вход второго трансформатора, то другой (рис. 35).

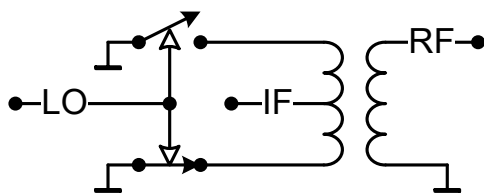


рис. 35: мостовая схема смесителя

Таким образом, происходит умножение входного сигнала (с частотой f_c) на прямоугольный сигнал со значениями ± 1 с частотой, соответствующей частоте подаваемого на вход LO колебания гетеродина (f_c). В случае линейного режима смесителя, когда уровень сигнала на входе существенно ниже уровня колебания гетеродина, выходной сигнал можно выразить следующим образом:

$$y(t) = x(t) \cdot \text{sgn}(u_c(t)),$$

где $x(t)$ – входной сигнал (на портах IF или RF), $y(t)$ – выходной сигнал (на портах RF или IF), u_c – колебание гетеродина на входе LO .

4.1.2. Преобразование частоты вверх (*Up-Conversion*)

В случае преобразования частоты вверх на порт IF подается низкочастотный сигнал, на вход LO – сигнал гетеродина, на порте RF получим высокочастотный сигнал. Произведению во временной области

гармонических колебаний соответствует следующее соотношение частот:

$$f_n = f_c + nf_c,$$

где f_n – частота выходного сигнала, $n = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$. В случае сравнительно высокого уровня сигнала на входе IF сигнал $x(t)$, можно аппроксимировать в виде степенного ряда, тогда соотношение частот примет следующий вид:

$$f_n = mf_c + nf_c,$$

где $m = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$. При расчете комбинационных составляющих на выходе смесителя следует также учитывать отрицательную область частот, поскольку гармонический сигнал в действительной области соответствует сумме двух комплексных сигналов с положительной и отрицательной частотой $\cos(\omega t) = 1/2(e^{-j\omega t} + e^{+j\omega t})$, следовательно и сдвиг по частоте осуществляется как вправо, так и влево по оси частот. На рис.36 приведен пример преобразования частоты вверх. В верхней части рисунка представлен спектр входного сигнала, снизу – результат преобразования. Серым заполнением отмечен полезный сигнал.

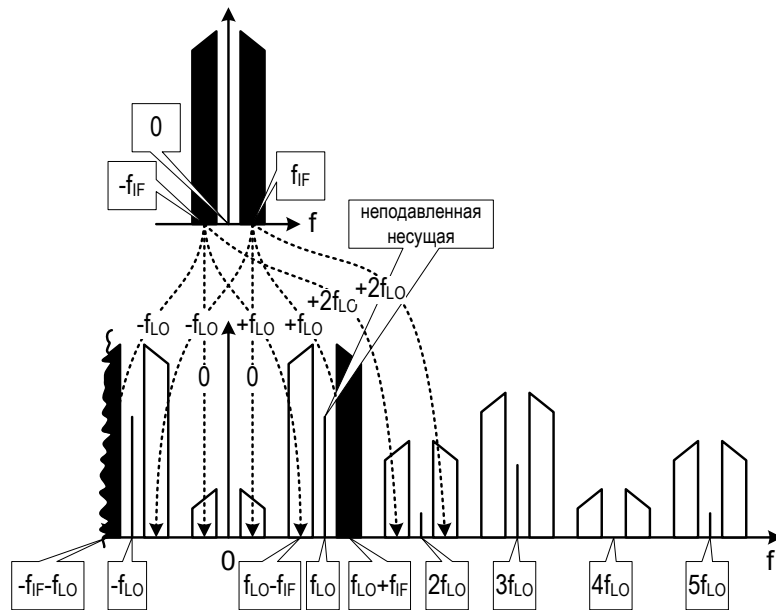


рис. 36: спектр входного и выходного сигналов при преобразовании частоты вверх

4.1.3. Преобразование частоты вниз (Down-Conversion)

В случае преобразования частоты вниз на порт RF подается высокочастотный сигнал (f_c), на вход LO – сигнал гетеродина (f_c), на порте IF получим низкочастотный сигнал (f_n). Соотношения частот на выходе и входе смесителя в этом случае выглядят аналогично предыдущему. Для линейного режима смесителя: $f_n = f_c - nf_c$, для нелинейного режима $f_n = mf_c - nf_c$.

На рис. 37 приведен пример преобразования частоты вниз. В верхней части рисунка представлен спектр входного сигнала, снизу – результат преобразования. Серым заполнением отмечен полезный сигнал.

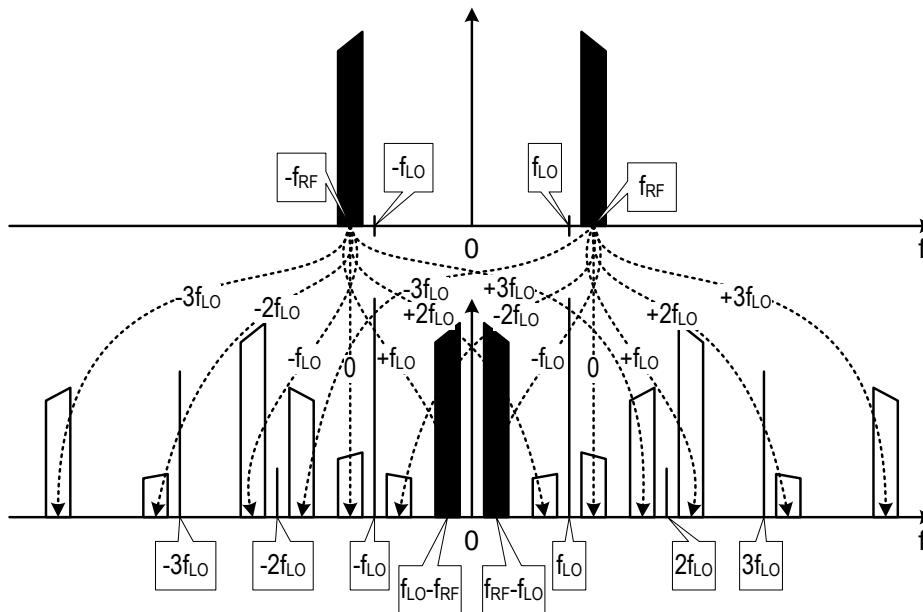


рис. 37: спектр входного и выходного сигналов при преобразовании частоты вниз

4.1.4. Режим фазового детектора

Если на вход RF двойного балансного смесителя подать гармонический сигнал с той же частотой, что и на вход гетеродина LO , то в результате перемножения двух сигналов на выходе помимо сигнала удвоенной частоты появится постоянная составляющая, зависящая от фазового сдвига сигналов RF и LO .

$$\cos(\omega t) \sin(\omega t + \Delta\varphi) = \frac{1}{2} \sin(2\omega t + \Delta\varphi) + \frac{1}{2} \sin(\Delta\varphi)$$

Для эффективного использования смесителя в качестве фазового детектора следует подавать достаточно высокий уровень сигнала на вход RF , а на выход IF поставить фильтр низких частот. Для еще большего увеличения крутизны фазовой характеристики можно увеличить сопротивление нагрузки выхода IF .

4.1.5. Основные параметры смесителя

Ниже перечислены основные параметры смесителя, приводимые в технической документации.

LO Power – номинальная мощность сигнала гетеродина. Как правило, чем выше номинальная мощность, тем выше линейность

смесителя. Распространены смесители с мощностью $LO +7, +10, +13, +17, +21, +23$ дБм.

LO/RF Frequency – диапазон рабочих частот по портам LO и RF ;

IF Frequency – диапазон частот порта IF ;

Conversion Loss – коэффициент передачи (потери преобразования) от порта RF к LO ;

LO-RF Isolation – развязка между портами LO и RF , т.е. подавление прохождения сигнала LO на порт RF ;

LO-IF Isolation – развязка между портами LO и IF , т.е. подавление прохождения сигнала LO на порт IF ;

RF(LO) Return Loss – коэффициент отражения порта RF и LO ;

IP_3 – точка пересечения по интермодуляции 3-го порядка (как правило, по порту RF);

P_{1dB} – точка децибелной компрессии (как правило, по порту RF).

4.1.6. Измерение фазового шума с помощью анализатора спектра

Выражение для спектральной плотности мощности фазового шума

$$G_{\varphi}(\omega) = \frac{G_{\eta}(\omega - \omega_0)}{\frac{1}{2\pi} \int G_s(\omega - \omega_0) d\omega} = \frac{G_{\eta}(\omega - \omega_0)}{P_1}$$

фактически дает способ определения спектральной плотности фазового шума с помощью анализатора спектра. На рис. 38 схематично изображен график спектральной плотности периодического сигнала в том виде, как его отображает анализатор.

Следует вспомнить, что анализатор спектра измеряет не спектральную плотность в математическом понятии, а мощность, приходящуюся на эквивалентную полосу RBW радиофильтра. После каждого сдвига этого фильтра по частоте, мощность отображается на экране, так получается график.

Второй график на этом же рисунке представляет передаточную характеристику радиофильтра. Выбрав полосу RBW достаточно узкой, можно увидеть спектральную плотность фазового шума периодического сигнала. Как следует из рисунка, она равна

$$G_{\varphi}(\omega) = \frac{P_{\eta}(\omega)}{P_s \cdot \Delta\omega_{RBW}},$$

где ω - смещение по частоте (*frequency offset*, т.е. отстройка), $P_{\eta}(\omega)$ - отображаемый шум, P_s – мощность первой гармоники сигнала.

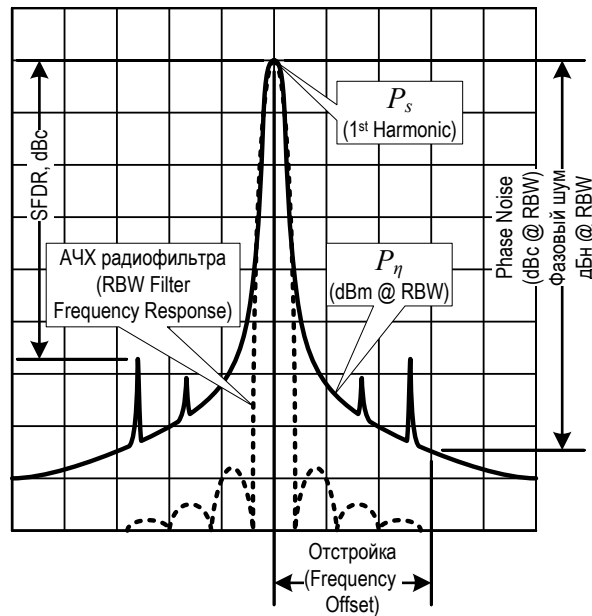


рис. 38: спектр сигнала с фазовым шумом на экране анализатора частот

Фазовый шум лежит в узком диапазоне, как правило не превышающем 1 МГц, поэтому для измерений требуется анализатор с достаточно узкой полосой радиофильтра. Естественно, нельзя провести измерения при отстройке меньшей, чем радиополоса. Кроме того, требуется еще запас на боковые лепестки радиофильтра, поэтому минимальная отстройка будет еще раз в 5-10 больше. Еще одним ограничением являются собственные фазовые шумы гетеродинов анализатора (они, как правило, специфицированы в документации на прибор).

4.1.7. Преобразование фазового шума

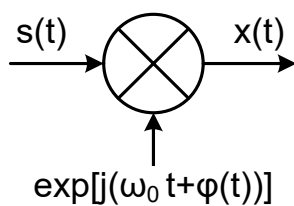


рис. 39: фазовый шум при преобразовании частоты

Периодические сигналы широко используются в аналоговой технике. Путем перемножения, в частности, реализуется перенос сигнала с одной частоты на другую. И шумы, присутствующие в периодическом сигнале, преобразуясь, также вносят искажения в результирующий сигнал на выходе системы. Помехи, вносимые в сигнал фазовыми шумами периодических колебаний (гетеродина, тактового генератора или любого другого) в результате какого-либо преобразования принято также называть фазовыми. Рассмотрим влияние фазового шума при преобразовании частоты. На рис. 39 изображена модель такого преобразования.

Пусть $s(t)$ – случайный процесс, представляющий исходный сигнал, тогда сигнал на выходе системы без шума, $\xi(t)$, равен $\xi(t) = s(t)e^{j\omega_0 t}$.

Сигнал на выходе системы $x(t)$ с фазовым шумом $\varphi(t)$, равен

$$x(t) = s(t)e^{j(\omega_0 t + \varphi(t))}.$$

Тогда шум определяется как

$$\eta(t) = x(t) - \xi(t) = s(t)e^{j\omega_0 t} (e^{j\varphi(t)} - 1).$$

Разложив $e^{j\varphi(t)}$ в ряд до первой степени, получим

$$\eta(t) = s(t)e^{j\omega_0 t} (-j\varphi(t)).$$

Корреляционная функция $K_\eta(t_1, t_2)$ процесса $\eta(t)$ равна

$$K_\eta(t_1, t_2) = M[\eta(t_1)\eta(t_2)] = e^{j\omega_0(t_1+t_2)} M[s(t_1)s(t_2)\varphi(t_1)\varphi(t_2)],$$

где $M[...]$ – математическое ожидание.

Если процессы $s(t)$ и $\varphi(t)$ независимы и стационарны (по крайней мере в широком смысле), то эквивалентная корреляционная функция $K_\eta(\tau)$ процесса $\eta(t)$ будет

$$K_\eta(\tau) = e^{j\omega_0 \tau} K_s(\tau) K_\varphi(\tau).$$

Спектральная плотность шума $\eta(t)$ в таком случае равна свертке

$$G_\eta(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} G_s(\nu) G_\varphi(\omega - \omega_0 - \nu) d\nu.$$

Из этого выражения также следует, что мощность результирующего шума равна произведению мощностей сигнала и фазового шума.

В технике также часто используется преобразование двух периодических сигналов, модель которого показана на рис. 40.

В таком случае, если случайные процессы $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$, представляющие фазовые шумы в первом и втором сигнале, независимы, то их спектральные плотности мощности складываются:

$$G_{\varphi x}(\omega) = G_{\varphi_1}(\omega) + G_{\varphi_2}(\omega).$$

Отметим, что в данном случае, например, при $\omega_1 = \omega_2$ и $G_{\varphi_1}(\omega) = G_{\varphi_2}(\omega)$, выражение дает увеличение мощности шума в два раза, а не в четыре, как следовало бы ожидать при увеличении частоты в два раза. Причина в том, что здесь при преобразовании мы использовали два сигнала с независимыми фазовыми шумами.

В общем случае идеальное преобразование частоты гармонического сигнала соответствует возведению его в степень. Представив сигнал с фазовым шумом в виде $x(t) = \exp(j\omega_0 t + \varphi(t))$, получим

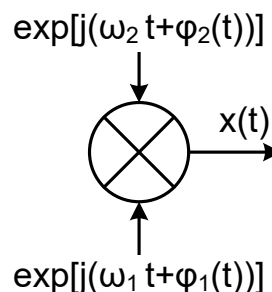


рис. 40: фазовый шум при преобразовании двух частот

$$x(t)^k = e^{jk\omega_0 t + k\varphi(t)},$$

где k – коэффициент преобразования (умножения) частоты, причем $k \in \mathbb{R}$.

На практике деление частоты на целый коэффициент осуществляется цифровым способом с помощью счетчика по модулю N . Умножение частоты на целый коэффициент осуществляется на нелинейном элементе с последующей фильтрацией соответствующей гармоники. Произвольного коэффициента можно добиться комбинированным способом, совмещая деление, умножение и перенос частоты. Следует отметить, что прямой цифровой синтез частоты (*DDS*) также представляет собой деление частоты тактового сигнала.

4.2. Подготовка к лабораторной работе

1. На вход *RF* смесителя в режиме преобразования вниз подается двухтоновый сигнал с частотами тонов 999 и 1003 МГц. На вход *LO* подается сигнал гетеродина 1 ГГц. Нарисуйте спектр сигнала на выходе *IF*.

2. На вход смесителя подается сигнал с полосой 10 МГц, на вход гетеродина – гармонический сигнал со спектральной плотностью фазового шума в виде прямоугольника уровнем -90 дБн/Гц и полосой 100 кГц. Оцените отношение сигнал-шум на выходе.

3. На вход нелинейного устройства подается сигнал с частотой 100 МГц и уровнем фазового шума -100 дБн/Гц при отстройке 10 кГц. К выходу устройства подключен полосовой фильтр с центральной частотой 300 МГц и шириной полосы пропускания 1 МГц. Определите уровень фазового шума выходного сигнала на той же отстройке.

4. На вход делителя частоты 1:10 подается сигнал 1 ГГц с дискретной составляющей (фазовой) на отстройке 10 МГц и уровнем *SFDR* 30 дБн. Нарисуйте спектральную плотность мощности выходного сигнала, определите *SFDR*.

5. На вход делителя частоты 1:1000 подается сигнал 1 ГГц с дискретной составляющей (фазовой) на отстройке 10 МГц и уровнем *SFDR* 30 дБн. Нарисуйте спектральную плотность мощности выходного сигнала, определите *SFDR*.

6. На вход *RF* смесителя подается сигнал с частотой 1 ГГц и уровнем фазового шума -90 дБн/Гц, на вход *LO* – сигнал с частотой 0,9 ГГц и уровнем шума -91 дБн/Гц. Сигналы сформированы независимыми источниками. Определите уровень фазового шума сигнала 100 МГц на выходе *IF*.

7. Составьте схему умножения частоты в 2,5 раза. В качестве составных блоков можно использовать смеситель, умножитель и

делитель частоты. Можно ли обойтись только умножителем и смесителем?

8. Рассчитайте подавление результатов преобразования вниз двойного балансного смесителя $f_n = f_c - nf_{LO}$ для $n = 2, 3, 4, 5$ относительно $n = 1$.

4.3.Задание на экспериментальное исследование

Измерение коэффициентов передачи при преобразовании частоты вниз

1. Соберите схему, приведенную на рис. 41, подайте на вход RF смесителя сигнал мощностью 0 дБм, на вход LO – +17 дБм.

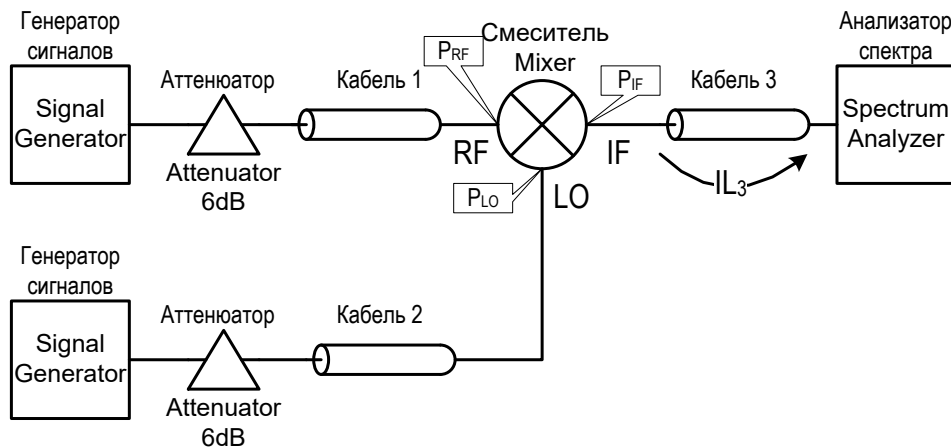


рис. 41: схема преобразования частоты вниз

2. Измерьте коэффициент преобразования (*Conversion Loss*), равный P_{IF}/P_{RF} для частот $\{f_{LO}, f_c\} = \{f_0, f_0 + \Delta; 2f_0, 2f_0 + \Delta; 3f_0, 3f_0 + \Delta; 4f_0, 4f_0 + \Delta; 5f_0, 5f_0 + \Delta\}$, $f_0 = 100$ МГц, $\Delta = f_n = 20$ МГц. При измерении следует учесть потери в кабелях и аттенюаторах.

3. Измерьте коэффициент передачи при частоте гетеродина f_0 для 2, 3, 4 и 5-ой гармоник гетеродина. Для этого подайте на вход RF смесителя частоты f_c равные $2f_0 + \Delta$, $3f_0 + \Delta$, $4f_0 + \Delta$, $5f_0 + \Delta$ и измерьте в каждом случае уровень сигнала на выходе IF на частоте Δ . Найдите коэффициент передачи (отношение P_{IF}/P_{RF}) для перечисленных случаев, а также подавление относительно коэффициентов передачи на частотах f_c , измеренных в предыдущем пункте.

4. Отобразите полученные результаты на графике, сравните со значениями, приведенными в документации на смеситель. Сравните относительное подавление результатов преобразования $f_n = f_c - nf_{LO}$ (для $n = 2, 3, 4, 5$ относительно $n = 1$) с расчетными значениями.

Измерение коэффициентов передачи при преобразовании частоты вверх

1. Соберите схему, приведенную на рис. 42, подайте на вход IF

смесителя сигнал мощностью 0 дБм, на вход $LO + 17$ дБм.

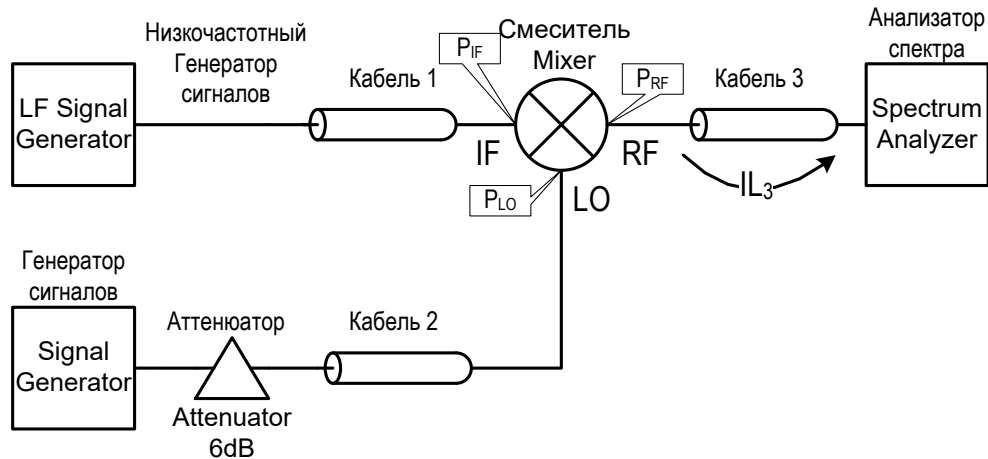


рис. 42: схема преобразования частоты вверх

2. Измерьте коэффициент преобразования (*Conversion Loss*), равный P_{RF}/P_{IF} для частот $\{f_{LO}, f_n\} = \{f_0, f_0 + \Delta; 2f_0, 2f_0 + \Delta; 3f_0, 3f_0 + \Delta; 4f_0, 4f_0 + \Delta; 5f_0, 5f_0 + \Delta\}$, $f_0 = 100$ МГц, $\Delta = f_c = 20$ МГц. При измерении следует учесть потери в кабелях и аттенюаторах.

3. Измерьте коэффициент передачи при частоте гетеродина f_0 для 2, 3, 4 и 5-ой гармоник гетеродина. Найдите коэффициент передачи (отношение P_{RF}/P_{IF}) для перечисленных гармоник, а также подавление относительно коэффициентов передачи на частотах f_c , измеренных в предыдущем пункте.

4. Отобразите полученные результаты на графике, сравните со значениями, измеренными при преобразовании частоты вниз. Сравните относительное подавление результатов преобразования $f_n = f_c + nf_{LO}$ для $n = 2, 3, 4, 5$ (относительно $n = 1$) с расчетными значениями.

Измерение фазовой и амплитудной характеристик смесителя в режиме детектора

1. Соберите схему, приведенную на рис.43, включите у генератора, формирующего сигнал гетеродина, режим синхронизации от внешнего источника. На обоих генераторах установите одинаковую частоту $f_0 = 1$ ГГц. Подайте на вход LO уровень +17 дБм, на вход RF +14 дБм.

2. Изменяя фазовый сдвиг между сигналами RF и LO с помощью одного из генераторов, измерьте постоянное напряжение на выходе IF смесителя.

3. Постройте график зависимости выходного напряжения от фазового сдвига.

4. Установите частоту одного из генераторов $f_0 + \Delta$, $\Delta = 10, 100, 1000, 10000$ кГц. Зарисуйте осциллограммы сигнала с выхода IF , сравните с

графиком, построенным в предыдущем пункте (в одинаковом масштабе

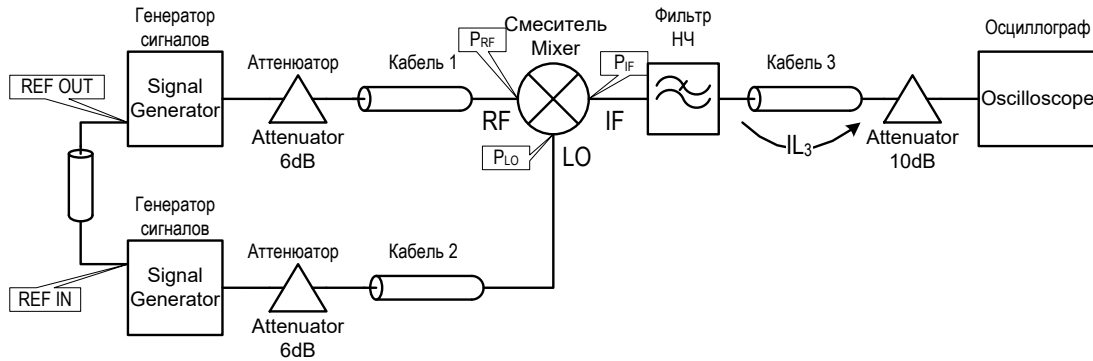


рис. 43: схема измерения ФЧХ и АЧХ смесителя в режиме детектора по оси X).

5. Найдите коэффициент передачи по фазе при сдвиге 90° , определите его зависимость от частоты Δ .

6. Установите одинаковую частоту f_0 сигналов RF и LO и нулевой сдвиг по фазе, когда напряжение на выходе IF максимально.

7. Изменяя уровень сигнала на входе RF , измерьте уровень сигнала на выходе IF смесителя.

8. Постройте график зависимости выходного напряжения от уровня на входе RF , определите точку децибельной компрессии, сравните со значением, указанным в документации на смеситель.

Измерение фазового шума идентичных источников

1. Соберите схему, приведенную на рис. 44, установите частоту опорного сигнала с выхода низкочастотного генератора 20 МГц, уровень +6 дБм. У обоих высокочастотных генераторов включите режим синхронизации от внешнего источника. Установите уровень сигнала на входе LO +17 дБм, на входе RF +14 дБм.

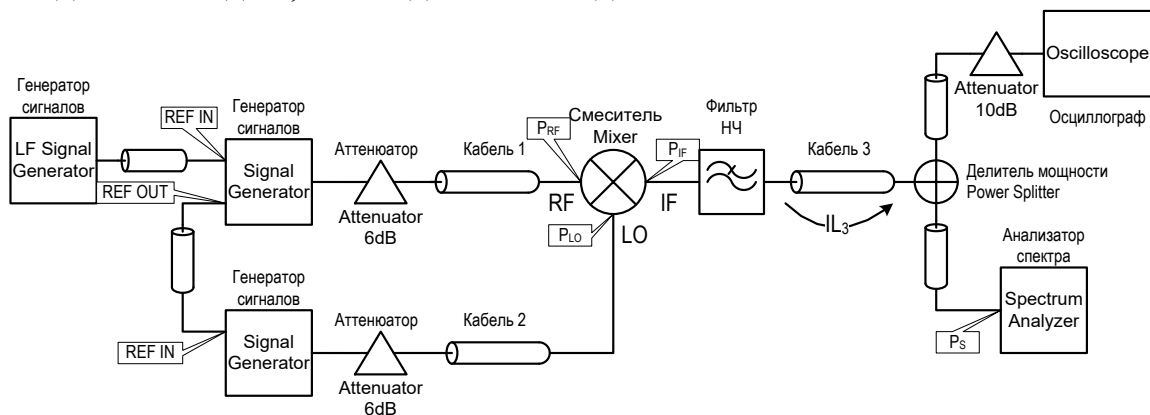


рис. 44: схема измерения фазового шума идентичных источников

2. Установите частоту одного генератора $f_0 = 1$ ГГц, второго $-f_0 + \Delta$, $\Delta = 10, 100, 1000, 10000$ кГц. Наблюдая сигнал с частотой Δ на выходе IF с помощью анализатора спектра, убедитесь в равномерности АЧХ. Измерив уровень выходного сигнала с помощью анализатора, пересчитайте коэффициент передачи по фазе, найденный при измерении фазовой характеристики в предыдущем разделе. При пересчете следует учесть, что вход осциллографа высокоомный, т.е. амплитуда сигнала с выхода аттенюатора будет в два раза выше, чем на согласованном входе анализатора спектра. Однако на характеристики выхода IF это никак не повлияет, т.к. аттенюатор в данном случае обеспечивает достаточно хорошее согласование.

3. Установите одинаковую частоту $f_0 = 1$ ГГц на обоих высокочастотных генераторах и, наблюдая постоянное смещение с помощью осциллографа, путем регулировки фазы добейтесь сдвига 90° .

4. Измерьте спектральную плотность мощности сигнала на выходе IF в диапазоне 10 кГц – 10 МГц. Путем отключения сигнала от входа анализатора, убедитесь, что собственный шум анализатора ниже измеряемого, оцените погрешность измерения. Зная коэффициент передачи по фазе, пересчитайте полученные значения в уровень фазового шума при отстройке 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000, 5000, 10000 кГц, постройте график в логарифмическом масштабе частоты. При пересчете следует учесть, что анализатор спектра показывает уже удвоенную спектральную плотность мощности, определенную только в положительной области частот. Т.е. для нахождения полной мощности следует интегрировать от 0 до $+\infty$. Международным институтом IEEE принято выражать спектральную плотность фазового шума в одной полосе (*SSB, Single Side Band*), т.е. для нахождения полной мощности фазового шума необходимо умножить значение плотности на два и также проинтегрировать от 0 до $+\infty$. Данное определение соответствует методике измерения, описанной в разделе 4.1.6. Таким образом, для выражения фазового шума в принятых величинах, необходимо измеренные в данном пункте значения поделить на два.

5. Повторите измерения на центральной частоте $f_0/2$ и $f_0/4$, постройте графики, сравните результаты измерений с результатами предыдущего пункта.

6. Подав сигнал с каждого из генераторов на анализатор спектра, измерьте фазовый шум при тех же отстройках на центральных частотах $f_0, f_0/2$ и $f_0/4$, как указано в разделе 4.1.6. Сложите уровни фазового шума первого и второго генератора, сравните полученные результаты с измеренными в предыдущем пункте.

4.4. Контрольные вопросы

1. Почему для нормальной работы двойного балансного смесителя необходим высокий уровень сигнала гетеродина?
2. Почему коэффициент передачи смесителя для четных гармоник сигнала гетеродина существенно меньше, чем для нечетных?
3. Чему равен коэффициент передачи идеального двойного балансного смесителя (без потерь в диодах и трансформаторах)?
4. Как с помощью делителя мощности, кабелей разной длины и смесителя построить частотный детектор?
5. Если известен уровень суммарного фазового шума двух независимых одинаковых источников, как оценить фазовый шум каждого из них?
6. Почему фазовые шумы первого и второго высокочастотного генератора на рис. 44 не коррелированы, несмотря на то, что используется один и тот же сигнал опорной частоты?

Список рекомендованной литературы

1. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы. - Изд. 4-е- М.: URSS, 2016. – 519с..

2. **Остапенков П.С., Смольский С.М.** Особенности обработки сигналов в современных системах: учебное пособие/ П.С. Остапенков, С.М. Смольский. – М.: КУРС, 2018. – 208с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
Единицы измерения	3
Описание элементов цепи в СВЧ диапазоне. Матрица рассеяния.	5
Характеристики сигнала в частотной области	7
Спектральная плотность средней мощности (PSD)	7
Фазовый шум	8
1. ОСНОВЫ РАБОТЫ С СОВРЕМЕННЫМ КОНТРОЛЬНО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ ОБОРУДОВАНИЕМ	10
1.1. Цифровые анализаторы спектра радиочастот	10
Контроль области исследуемых частот.....	12
Контроль амплитудных параметров.....	13
Элементы контроля и измерения на экране.....	14
1.2. Использование генератора сигналов Advantex SG8	15
Органы управления и индикации	15
Основные режимы работы генератора	16
1.3. Задание на экспериментальное исследование	16
2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА И МЕТОДЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЙ.....	18
2.1. Основные теоретические сведения.....	18
2.2. Подготовка к лабораторной работе	19
2.3. Задание на экспериментальное исследование	20
2.3.1. Измерение АЧХ фильтра.....	21
2.3.2. Измерение модуля коэффициента отражения	22
2.4. Контрольные вопросы	23
3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА.....	24
3.1. Основные теоретические сведения. Параметры высокочастотного усилителя. 24	
3.1.1. Коэффициент усиления, развязка и коэффициенты отражения.....	24
3.1.2. Коэффициент шума	25
3.1.3. Нелинейные искажения	26
3.1.4. Максимальная выходная мощность и точка децибелльной компрессии 31	
3.2. Подготовка к лабораторной работе	32
3.3. Задание на экспериментальное исследование	33
3.3.1. Измерение коэффициента усиления (Gain) и развязки (Isolation).....	33
3.3.2. Измерение коэффициента шума(Noise Figure).....	34
3.3.3. Измерение точки децибелльной компрессии P_{1dB}	36
3.3.4. Измерение точки пересечения интермодуляционных искажений 3-го порядка IP_3	37
3.3.5. Измерение коэффициентов отражения по входу и выходу (Input/Output Return Loss)	39
3.4. Контрольные вопросы	39
4. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ДВОЙНОГО БАЛАНСНОГО СМЕСИТЕЛЯ	41
4.1. Основные теоретические сведения.....	41
4.1.1. Принцип работы смесителя.....	41
4.1.2. Преобразование частоты вверх (Up-Conversion).....	42

4.1.3.	Преобразование частоты вниз (Down-Conversion)	43
4.1.4.	Режим фазового детектора	44
4.1.5.	Основные параметры смесителя	44
4.1.6.	Измерение фазового шума с помощью анализатора спектра	45
4.1.7.	Преобразование фазового шума	46
4.2.	Подготовка к лабораторной работе	48
4.3.	Задание на экспериментальное исследование	49
	Измерение коэффициентов передачи при преобразовании частоты вниз.....	49
	Измерение коэффициентов передачи при преобразовании частоты вверх	49
	Измерение фазовой и амплитудной характеристик смесителя в режиме детектора	50
	Измерение фазового шума идентичных источников	51
4.4.	Контрольные вопросы	53
	Список рекомендованной литературы	54

Учебное издание

Гребенко Юрий Александрович
Поляков Андрей Евгеньевич
Наумова Юлия Дмитриевна

**ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОПРИЕМНОГО ТРАКТА,
ПАРАМЕТРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ**

Лабораторный практикум

Редактор издательства ???????????
Компьютерная верстка ???????????

Подписано в печать	10.10.2017	Печать офсетная	Формат 60×84/16
Физ. печ. л.	2,5	Тираж 50 экз. Изд. №	17-082
			Заказ №

Оригинал-макет подготовлен в РИО НИУ «МЭИ».
111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 14.
Отпечатано в типографии НИУ «МЭИ».
111250, г. Москва, ул. Красноказарменная, д. 13