

Формирование и усиление сигналов

УДК 621.3.08

ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА МАЛОШУМЯЩИХ УСИЛИТЕЛЕЙ В НЕЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ

Ивлев Дмитрий Николаевич

кандидат физико-математических наук, доцент, доцент кафедры радиотехники
ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский
государственный университет им. Н.И. Лобачевского»¹.

E-mail: ivlev@rf.unn.ru.

Кириллов Дмитрий Николаевич

инженер-исследователь филиала ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ»
«Научно-исследовательский институт измерительных систем им. Ю.Е. Седакова»².

E-mail: dtm-06@yandex.ru.

Лапинов Андрей Александрович

аспирант ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский
государственный университет им. Н.И. Лобачевского»¹.

E-mail: aalapinov@gmail.com.

¹Адрес: 603950, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, 23.

²Адрес: 603951, г. Нижний Новгород, бокс № 486.

Аннотация: В работе описана методика измерения коэффициента шума высокочастотных усилителей в нелинейном режиме работы, обусловленном воздействием мощной внеполосной помехи, позволяющая проводить измерения методом Y-фактора с помощью современных цифровых анализаторов сигналов и спектра. Проанализированы условия применимости данной методики, рассмотрены особенности её применения на практике. В качестве примера применения предлагаемой методики исследованы шумовые свойства двух интегральных малошумящих усилителей в нелинейном режиме работы, обусловленном воздействием мощной помехи.

Ключевые слова: малошумящий усилитель, коэффициент шума, нелинейный режим, внеполосная помеха, двухсигнальный коэффициент шума.

Введение

В настоящее время беспроводные сети передачи данных получили широкое распространение. В разрешённых к свободному использованию диапазонах частот появилось большое количество новых систем и устройств, что привело к насыщению радиоспектра. В такой ситуации неизбежно возникают перекрёстные влияния радиопередающих устройств друг на друга, которые проявляются в виде помех радиоприёму и могут приводить в случае достаточно мощных помех к возникновению нелинейных искажений сигнала и изменению отношения сигнал/шум.

Типичной ситуацией с сильным перекрёстным влиянием двух систем беспроводной связи является совместная работа приёмопередатчиков Wi-Fi и Bluetooth, расположенных на расстоянии менее 1 метра друг от друга. Данные системы часто используют один и тот же частотный диапазон (2,4–2,48 ГГц), поэтому сигнал передатчика одной системы связи беспрепятственно проникает на вход высокочастотных усилительных каскадов приёмника другой системы, являясь для неё мощной помехой. При расстоянии между приёмопередатчиками этих систем около 1 метра или менее мощность помехи часто является достаточной,

чтобы перевести входной малошумящий усилитель (МШУ) приёмника, подвергающегося воздействию помехи, в нелинейный режим работы [1]. При этом возникают различные нелинейные искажения полезного сигнала, снижается коэффициент усиления (КУ) полезного сигнала (блокирование по усилению) [2], меняется коэффициент шума (КШ) МШУ (блокирование по шумам) [3]. Всё это приводит к снижению скорости передачи информации или полному разрыву связи.

Системы связи Wi-Fi и Bluetooth обладают определённым набором методов защиты от помех (в Bluetooth, например, применяется технология расширения спектра с помощью адаптивной скачкообразной перестройки рабочей частоты, помехоустойчивое кодирование, адаптивная модуляция и др.), однако они эффективны лишь при линейном режиме работы входного МШУ приёмника, что будет иметь место лишь при определённом взаимном удалении приёмопередатчиков совместно работающих систем. Если Wi-Fi и Bluetooth работают внутри одного устройства (ноутбук, смартфон), то разработчики применяют специальные меры для возможности их совместной работы (пространственное и поляризационное разнесение антенн, программные и аппаратные методы диспетчеризации) [4]. Однако в случае никак не связанных друг с другом конкурирующих устройств ситуация пока оказывается безнадёжной.

При нелинейном взаимодействии полезного сигнала и мощной помехи в МШУ нелинейные искажения сигнала при определённых условиях могут быть несущественными (отсутствие амплитудной модуляции помехи), либо для их устранения могут быть применены специальные методы [5, 6]. Однако снижение отношения сигнал/шум вследствие блокирования усиления и изменения КШ всё равно может привести к неработоспособности системы связи или к уменьшению скорости передачи информации.

В силу вышесказанного, при проектировании систем связи возникает задача анализа па-

раметров электромагнитной совместимости МШУ и системы связи в целом. В частности, необходимо рассчитать, как будет меняться отношение сигнал/шум на выходе МШУ при его работе в нелинейном режиме в зависимости от мощности помехи. Это необходимо для расчёта максимально допустимой мощности помехи, при которой система связи будет оставаться работоспособной. Разработанные к настоящему времени в нашей стране методики измерения КШ устройств в нелинейном режиме, обусловленном воздействием мощной помехи, предполагают использование различных методов измерения КШ и модуляционного приёмника в качестве измерителя коэффициента шума [7–10]. Модуляционный приёмник (например, приёмник ИП-5 производства НПО «Исток») осуществляет импульсную амплитудную модуляцию входного шумового сигнала, подаваемого с выхода МШУ, что позволяет повысить точность измерений [11]. В настоящее время получила широкое распространение методика измерения КШ линейных устройств с помощью современных цифровых анализаторов сигналов/спектра. Данные приборы могут иметь программную опцию измерения КШ методом Y-фактора (в отечественной литературе метод Y-фактора называется также методом n-кратного превышения [11]) и не используют модуляционный принцип измерений. Поэтому актуальным остаётся вопрос о разработке методики измерений КШ устройств в нелинейном режиме, обусловленном воздействием мощной помехи, методом Y-фактора с использованием широко распространённых современных анализаторов сигналов/спектра.

В данной статье рассмотрены методика и результаты измерения зависимости КШ двух распространённых интегральных МШУ от мощности помехи с помощью современного цифрового анализатора сигналов и спектра с программной опцией измерения КШ. Описанная методика измерения основана на использовании метода Y-фактора, применяемого для измерения КШ линейных устройств во многих современных импортных и отечественных из-

мерительных приборах (анализаторы сигналов и спектра, специализированные измерители КШ).

Метод Y-фактора

Известны разные методы измерения КШ линейных цепей [11, 12]. Одним из самых распространённых является метод Y-фактора. В основе данного метода лежит фундаментальное свойство линейных устройств – линейность мощности шума. Мощность шума на выходе цепи линейно зависит от мощности шума на входе. Если крутизна этой характеристики и координаты какой-либо одной точки известны, может быть вычислена мощность шума, генерируемого цепью. Зная данную мощность, можно вычислить КШ устройства.

В методе Y-фактора с помощью калиброванного источника шума, подключенного ко входу исследуемой цепи, измеряются два уровня мощности шума на выходе цепи, соответствующие двум уровням мощности шума источника. Отношение этих двух уровней мощности называется Y-фактором:

$$Y = \frac{N_2}{N_1} = \frac{kT_h BG + N_a}{kT_c BG + N_a}, \quad (1)$$

где k – постоянная Больцмана; B – полоса частот, в которой производится измерение; G – КУ исследуемой цепи; T_c и T_h – значения эффективной шумовой температуры источника шума (их называют терминами «cold» – «холодный» и «hot» – «горячий» соответственно); N_a – мощность собственного шума цепи на выходе. При измерениях предполагается, что импеданс источника шума равен входному импедансу цепи.

Калиброванный источник шума характеризуется избыточным коэффициентом шума (ENR – excess noise ratio), представляющим собой отношение разности между T_h и T_c к эталонной температуре $T_0 = 290$ К:

$$ENR = \frac{T_h - T_c}{T_0}. \quad (2)$$

Для случая, когда $T_c = T_0$, используя формулы (1)–(2) можно получить следующее

выражение для вычисления шума, генерируемого цепью:

$$N_a = kT_0 BG \left(\frac{ENR}{Y-1} - 1 \right). \quad (3)$$

Из этого выражения может быть легко определен КШ исследуемой цепи F_{sys} :

$$F_{sys} = \frac{N_a + kT_0 BG}{kT_0 BG} = \frac{ENR}{Y-1}. \quad (4)$$

В случае, когда в качестве источника шума используется шумовой диод, эффективная температура шума холодного источника T_c будет равна температуре резистивного аттенюатора в выходной цепи источника шума, применяемого для согласования с нагрузкой, то есть, обычно, температуре воздуха в лаборатории. При отличии T_c от T_0 , из (1) и (2) получаем, что

$$F_{sys} = \frac{ENR}{Y-1} + 1 - \frac{T_c}{T_0}. \quad (5)$$

В формулах (4) и (5) КШ F_{sys} определён стандартным образом, как относительное изменение отношения сигнал/шум при прохождении суммы сигнала и шума через исследуемую цепь при условии, что эффективная температура шума на входе цепи равна $T_0 = 290$ К [11, 12].

Величина добавки $1 - T_c/T_0$, определяющей поправку к F_{sys} в (5) при $T_c \neq T_0$, не превосходит нескольких процентов от величины первого слагаемого при отличии T_c от T_0 на несколько градусов. Для доказательства этого выразим величину Y через ENR:

$$Y = \frac{kT_h BG + kT_a BG}{kT_c BG + kT_a BG} = \frac{T_h + T_a}{T_c + T_a} = 1 + \frac{ENR}{T_c + T_a} T_0, \quad (6)$$

где T_a – эффективная шумовая температура исследуемой цепи [11, 12]. Используя (6), запишем отношение слагаемых в формуле (5):

$$\frac{1 - T_c/T_0}{ENR/(Y-1)} = \frac{T_0 - T_c}{T_c + T_a}. \quad (7)$$

Максимальная по модулю величина выражения (7), равная $|1 - T_0/T_c|$, будет иметь место в случае полностью нешумящей цепи ($T_a = 0$). При $T_c = 298$ К (25 °С) данная величина в процентах составит 2,7%. В случае $F_{sys} = 5$ дБ, $T_c = 298$ К величина добавочного слагаемого в

формуле (5) составит менее 1 % от величины основного слагаемого $ENR/(Y-1)$. Современные приборы, предназначенные для измерения КШ методом Y-фактора, как правило, позволяют компенсировать вычислительным путём отличие температуры холодного источника шума от эталонной.

В состав исследуемой цепи кроме самого исследуемого устройства входит также тракт прохождения сигнала с выхода устройства до входа детектора измерительного прибора, содержащий, как правило, усилитель, преобразователи частоты, линии передачи сигнала и т.д. Поэтому для вычисления КШ F исследуемого устройства после измерения F_{sys} необходимо воспользоваться формулой Фрииса [11, 12], позволяющей рассчитать КШ всего тракта прохождения сигнала через КШ и КУ отдельных устройств. Из данной формулы получим:

$$F = F_{sys} - \frac{F_0 - 1}{G}, \quad (8)$$

где F_0 – КШ тракта прохождения сигнала после исследуемого устройства; G – КУ исследуемого устройства. КУ устройства G находится в процессе измерения F_{sys} по формуле

$$G = \frac{N_2 - N_1}{kT_h B - kT_c B}, \quad (9)$$

а КШ F_0 измеряется отдельно в процессе калибровки, осуществляемой при подключении источника шума напрямую к измерительному прибору.

Измерение КШ МШУ в нелинейном режиме работы, обусловленном воздействием мощной помехи

В работе [3] для описания изменения отношения сигнал/шум при прохождении сигнала через нелинейный усилитель, нелинейность которого вызвана воздействием мощной внеполосной по отношению к сигналу помехи, предложено использовать термин «двухсигнальный коэффициент шума» (ДКШ). ДКШ формально определяется так же, как и обычный коэффициент шума. Отличие заключается в природе и структуре шумов на выходе усилителя. При

блокировании мощной помехой к усиленным внешним шумам и собственным шумам усилителя добавляются интермодуляционные шумы, возникающие при взаимодействии на нелинейности помехи с собственными и внешними шумами. При этом все составляющие выходного шума зависят от мощности помехи. В том же источнике показано, что основная часть мощности интермодуляционных шумов образована составляющими третьего порядка с частотами $2f_{помехи} - f_{шума}$, возникающим при взаимодействии помехи как с внутренним, так и с внешним шумом. В силу этого при блокировании усилителя помехой необходимо скорректировать формулу (1) следующим образом:

$$Y = \frac{N_2}{N_1} = \frac{kT_h BG + N_a + N_{im1}(N_a) + N_{im2}(T_h)}{kT_c BG + N_a + N_{im1}(N_a) + N_{im2}(T_c)}. \quad (10)$$

В этой формуле $N_{im1}(N_a)$ – мощность интермодуляционных шумовых составляющих 3-го порядка, образованных при взаимодействии помехи с внутренним шумом усилителя, и зависящих от величины этого внутреннего шума мощностью N_a , $N_{im2}(T)$ – мощность интермодуляционных шумовых составляющих 3-го порядка, образованных при взаимодействии помехи с внешним шумом усилителя, и зависящих от величины эффективной шумовой температуры внешнего шума T , G – КУ слабого шумового сигнала от генератора шума, зависящий от мгновенной мощности помехи. Коэффициент G не будет зависеть от мощности самого шума, если его мощность такова, что в отсутствие помехи тестируемый усилитель будет находиться в линейном режиме работы. Поэтому необходимое для применения метода Y-фактора условие – линейность мощности шума – выполняется. Мощности внутреннего шума N_a и первой компоненты интермодуляционного шума N_{im1} не будут зависеть от величины внешнего шума (или его эффективной температуры T) в силу его слабости. Однако вторая компонента интермодуляционного шума N_{im2} является зависимой от T , что приводит к разным значениям мощности полного шума $N_{a,нел} = N_a + N_{im1} + N_{im2}$, генерируемого усили-

телем в нелинейном режиме, в числителе и знаменателе формулы (10). Это, в свою очередь, приводит к невозможности вычисления $N_{a,нел}$ из (10). Таким образом, формула (3) становится несправедливой в нелинейном режиме работы усилителя,

что означает невозможность в общем случае применения метода Y-фактора для измерений КШ в нелинейном режиме, обусловленном воздействием мощной помехи (ДКШ).

Однако можно обеспечить равенство компонент интермодуляционного шума с мощностью N_{im2} в числителе и знаменателе формулы (10) путём фильтрации той части составляющих спектра шума источника перед входом усилителя, которые образуют данный интермодуляционный шум в полосе измерения. Для этого между выходом источника и входом усилителя необходимо включить полосно-пропускающий (или полосно-заграждающий) фильтр, который будет подавлять указанные спектральные составляющие сигнала источника шума, пропуская при этом спектральные составляющие, находящиеся в полосе измерения. В практических схемах радиоприёмных устройств такой полосно-пропускающий фильтр, как правило, присутствует, что обеспечивает возможность при определённых условиях применить метод Y-фактора для измерения ДКШ. Фильтр должен обеспечивать подавление спектральных компонент источника шума до уровня, который будет существенно ниже уровня теплового шума, генерируемого самим фильтром. Только в этом случае слагаемые N_{im2} в числителе и знаменателе выражения (10) будут равны.

Рассмотрим на примере системы связи Bluetooth условия применимости метода Y-фактора для измерения ДКШ приёмного тракта (либо только МШУ) в нелинейном режиме, обусловленном воздействием мощной помехи. Bluetooth работает в частотном диапазоне от 2,4 до 2,48 ГГц, используя псевдослучайную

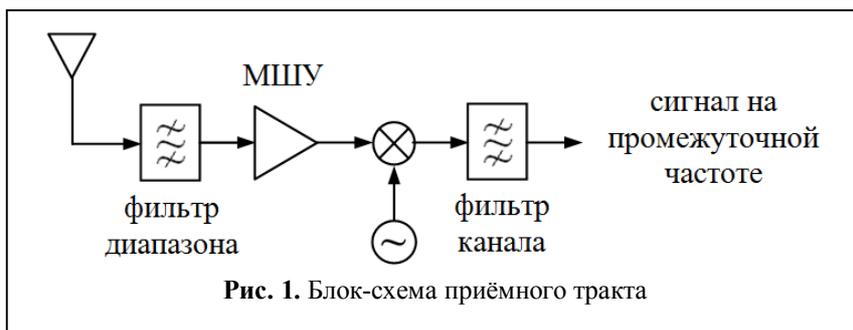


Рис. 1. Блок-схема приёмного тракта

перестройку рабочей частоты (ППРЧ) в этом диапазоне, при этом ширина полосы сигнала в каждом из 79 частотных каналов равна 1 МГц [13]. На рис. 1 показана архитектура части приёмного тракта, которая обычно используется для приёма сигналов с ППРЧ.

Диапазонный фильтр на рис. 1 для Bluetooth-приёмника должен пропускать частоты в диапазоне 2,4–2,48 ГГц, а каналный должен иметь ширину полосы пропускания, равную ширине спектра сигнала (1 МГц) с центральной частотой, равной промежуточной частоте приёмника. Измерение ДКШ показанной на рис. 1 части приёмного тракта целесообразно проводить в полосе частот полезного сигнала, определяемой фильтром канала. В этом случае сигнал с выхода канального фильтра должен быть подан на измеритель КШ (ИКШ). Если необходимо измерить только ДКШ МШУ, то к выходу МШУ необходимо подключить фильтр, ширина полосы пропускания которого будет такой же, как у канального фильтра, а центральная частота полосы пропускания будет равна значению несущей частоты полезного сигнала. В данном случае сигнал с выхода этого фильтра подаётся на вход ИКШ, минуя преобразователь частоты и канальный фильтр. Канальный фильтр (либо фильтр на выходе МШУ в случае измерения ДКШ МШУ) будет также выполнять функцию подавления помехи с целью недопущения её проникновения на вход ИКШ.

Интермодуляционные шумовые составляющие 3-го порядка, образованные при взаимодействии в МШУ помехи с внешним шумом, попадут в полосу частот полезного сигнала при следующем условии:

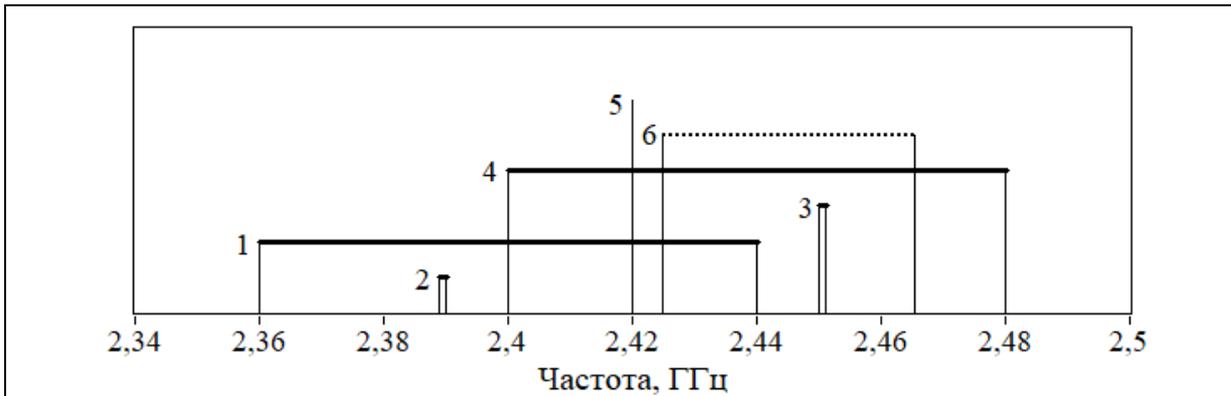


Рис. 2. Взаимное расположение анализируемых диапазонов частот (цифрами обозначены следующие полосы частот: 1 – интермодуляционных компонент, образованных помехой и внешним шумом; 2 – шума, образующего с помехой интермодуляционную компоненту в полосе сигнала; 3 – принимаемого сигнала; 4 – диапазона фильтра; 5 – частота помехи; 6 – запрещенный диапазон частот для помехи)

$$f_c - \Delta f_c / 2 < 2f_{\text{помехи}} - f_{\text{шума}} < f_c + \Delta f_c / 2, \quad (11)$$

где Δf_c и f_c – ширина и центральная частота полосы полезного сигнала соответственно. Из этого соотношения получим полосу частот, в которой шум эталонного источника должен быть подавлен перед подачей на измеряемое устройство:

$$2f_{\text{помехи}} - f_c - \Delta f_c / 2 < f_{\text{шума}} < 2f_{\text{помехи}} - f_c + \Delta f_c / 2. \quad (12)$$

Таким образом, нужно, чтобы полоса частот, определяемая выражением (12), не попала в полосу пропускания диапазонного фильтра приёмника, что обеспечивается при выполнении одного из условий:

$$2f_{\text{помехи}} - f_c + \Delta f_c / 2 < f_{\text{фд1}} \quad \text{или} \\ 2f_{\text{помехи}} - f_c - \Delta f_c / 2 > f_{\text{фд2}}, \quad (13)$$

где $f_{\text{фд1}}$ и $f_{\text{фд2}}$ – нижняя и верхняя границы полосы пропускания фильтра диапазона. Из (13) следует, что помеха не должна находиться в диапазоне частот, определяемом выражением

$$(f_{\text{фд1}} + f_c - \Delta f_c / 2) / 2 < f_{\text{помехи}} < (f_{\text{фд2}} + f_c + \Delta f_c / 2) / 2. \quad (14)$$

Из-за наличия перед МШУ диапазонного фильтра спектральная плотность мощности шума на входе МШУ будет существенно отличаться в холодном и горячем режимах работы эталонного источника шума только на частотах полосы пропускания фильтра $f_{\text{фд1}} < f_{\text{шума}} < f_{\text{фд2}}$. Отсюда следует выражение для диапазона частот, в котором мощность ин-

термодуляционных компонент N_{im2} будет различной в числителе и знаменателе выражения (10):

$$2f_{\text{помехи}} - f_{\text{фд2}} < 2f_{\text{помехи}} - f_{\text{шума}} < 2f_{\text{помехи}} - f_{\text{фд1}}. \quad (15)$$

Если выполнено одно из условий в (13), то полоса, определяемая (15), не будет перекрываться с полосой частот полезного сигнала, что необходимо для измерения ДКШ с помощью метода Y-фактора. В этом случае ДКШ приёмника, полученный при измерении с помощью эталонного источника шума, будет таким же, как и при приёме информационного сигнала. На рис. 2 графически показаны диапазоны частот, определяемые условиями (12), (14) и (15), полоса пропускания диапазонного фильтра, частота помехи и полоса полезного сигнала на примере следующей сигнально-помеховой обстановки: гармоническая помеха на частоте 2,42 ГГц, полезный сигнал в полосе 2,450–2,451 ГГц, фильтр диапазона пропускает сигнал в полосе 2,4–2,48 ГГц. На этом рисунке выражению (12) соответствует полоса частот, обозначенная цифрой 2, выражению (14) – цифрой 6, выражению (15) – цифрой 1.

Амплитудные уровни горизонтальных линий на данном рисунке не имеют значения, эти линии разнесены по вертикали для наглядности. Если помеха будет узкополосной, а не гармонической, то диапазон частот шума, образующего с помехой интермодуляционные

компоненты в полосе сигнала, и диапазон частот, в котором окажутся эти компоненты, расширятся на величину, равную удвоенной ширине спектра помехи.

Если мощность принятого антенной шума в полосе, определяемой выражением (12), достаточно мала, то мощность интермодуляционных компонент N_{im2} может оказаться пренебрежимо малой по сравнению с мощностью других составляющих шума МШУ (подтверждение данного предположения требует проведения дополнительных исследований). В таком случае ДКШ МШУ, измеренный при выполнении условия (13), будет равен ДКШ при работе на приём информационного сигнала и при невыполнении данного условия, когда помеха на рис. 2 попадает в запрещённый для неё диапазон частот.

Поскольку мощность интермодуляционных шумовых составляющих 3-го порядка, образованных при взаимодействии помехи с внешним шумом усилителя, N_{im2} зависит от величины эффективной шумовой температуры внешнего шума, использование формулы (5) для корректировки отличия эффективной шумовой температуры холодного источника шума T_c от эталонной T_0 становится, строго говоря, невозможным. Формула (5) выведена для линейных цепей и предполагает, что шумы измеряемой цепи не зависят от мощности внешнего шума. Поэтому для измерения ДКШ с высокой точностью с помощью стандартных измерите-

лей, использующих метод Y-фактора, необходимо, чтобы в полосе частот, определяемой соотношением (12), на вход исследуемой цепи поступал шум с эталонной эффективной шумовой температурой, равной 290 К. Однако, если зависимость N_{im2} от температуры внешнего шума T незначительна при изменении T от T_0 до T_c , либо $N_{im2} \ll N_a, N_{im1}$ в формуле (10), то данным условием можно пренебречь.

Методика измерения ДКШ методом Y-фактора

Для проведения измерений ДКШ МШУ методом Y-фактора с использованием в качестве ИКШ анализатора сигналов и спектра предлагается использовать схему, представленную на рис. 3.

На вход МШУ подается смесь шума и синусоидальной помехи от эталонного генератора шума (ГШ) и генератора помехи (ГП). Сложение мощностей источников сигнала и помехи осуществляется с помощью сумматора высокочастотных сигналов (С). Полосно-пропускающий фильтр Ф2 служит для подавления паразитного шума ГП, который может маскировать шум ГШ.

Полосно-пропускающий фильтр Ф1 необходим для подавления той части спектра шума ГШ, которая приводит к образованию в МШУ интермодуляционного шума в полосе измерения. Кроме этого, фильтр Ф1 совместно с сумматором С препятствует проникновению мощ-

ной помехи на вход ГШ, что может привести к изменению режима работы ГШ.

Мощная помеха и её гармоники могут вызвать перегрузку входных ИКШ, если динамический диапазон ИКШ не достаточен для одновременного приёма слабого сигнала ГШ и мощной помехи, а также искажение результатов измерений слабого уровня шума ГШ при

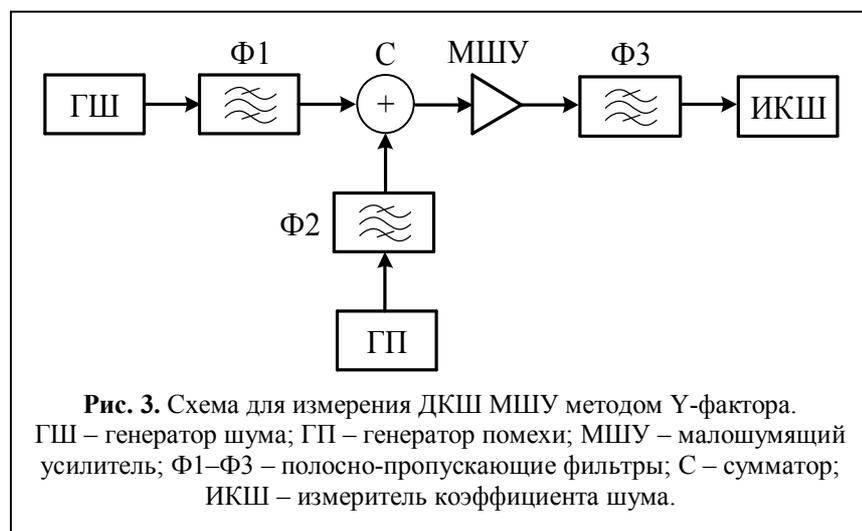


Рис. 3. Схема для измерения ДКШ МШУ методом Y-фактора. ГШ – генератор шума; ГП – генератор помехи; МШУ – малошумящий усилитель; Ф1–Ф3 – полосно-пропускающие фильтры; С – сумматор; ИКШ – измеритель коэффициента шума.

недостаточной степени подавления внеполосной помехи фильтрами ИКШ. С целью предотвращения данных негативных эффектов в схеме измерений присутствует полосно-пропускающий фильтр Ф3, ослабляющий в необходимой степени помеху и её гармоники на выходе МШУ.

Согласно формуле Фрииса коэффициент шума F_{sys} последовательно подключённых фильтра Ф1, сумматора С, МШУ, фильтра Ф3 и ИКШ будет равен:

$$F_{sys} = F_C + \frac{F_{МШУ} - 1}{G_C} + \frac{F_{ИКШ} - 1}{G_C G_{МШУ}},$$

где F_C и G_C – КШ и КУ последовательно соединённых фильтра Ф1 и сумматора; $F_{МШУ}$ и $G_{МШУ}$ – ДКШ и КУ МШУ соответственно; $F_{ИКШ}$ – КШ последовательно включённых фильтра Ф3 и ИКШ.

Формула Фрииса в общем случае справедлива только для последовательности линейных устройств, так как ДКШ, как было отмечено выше, зависит от мощности входного шума. Поэтому ДКШ каждого нелинейного устройства в последовательности, измеренное отдельно, не будет равно ДКШ этого устройства при работе в цепочке. Однако, поскольку все составляющие сигнальной цепи на рис. 3 от выхода ГШ до детектора ИКШ, кроме МШУ являются линейными устройствами, формула (16) будет справедливой, если в полосе частот, определяемой соотношением (12), на вход МШУ будет поступать шум с эталонной эффективной шумовой температурой, равной 290 К, как при «холодном», так и при «горячем» источнике шума. Выполнение этого условия обеспечивается фильтром Ф1 и поддержанием соответствующей физической температуры фильтра Ф1 и сумматора С. Если же эффективная температура шума T_c будет несколько отлична от 290 К, то, как было отмечено выше, это допустимо в случае, когда зависимость N_{im2} от температуры внешнего шума

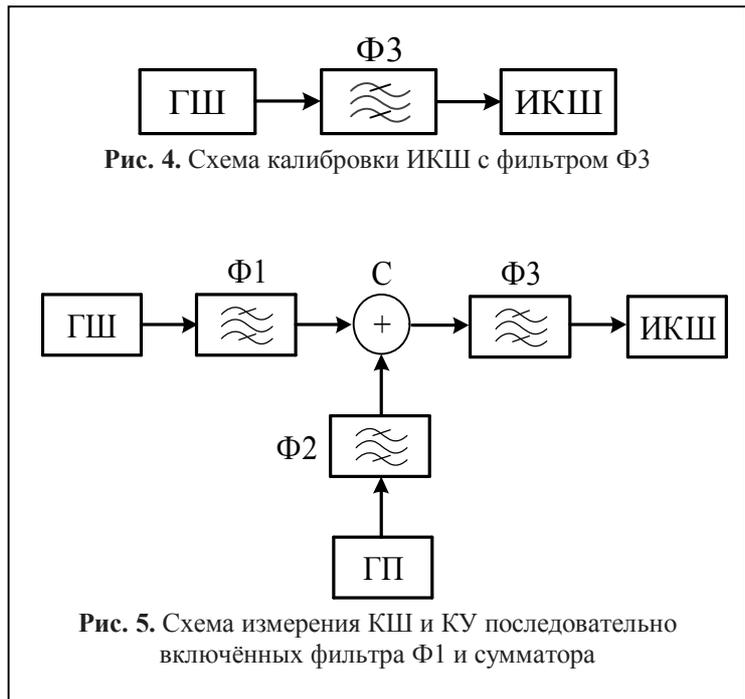


Рис. 4. Схема калибровки ИКШ с фильтром Ф3

Рис. 5. Схема измерения КШ и КУ последовательно включённых фильтра Ф1 и сумматора

T незначительна при изменении T от T_0 до T_c , либо $N_{im2} \ll N_a, N_{im1}$ в формуле (10).

Формула (16) может быть разбита на два выражения:

$$F_{sys} = F_{СМШУ} + \frac{F_{ИКШ} - 1}{G_{СМШУ}}, \quad (17)$$

$$F_{СМШУ} = F_C + \frac{F_{МШУ} - 1}{G_C}, \quad (18)$$

где $F_{СМШУ}$ и $G_{СМШУ} = G_C G_{МШУ}$ – ДКШ и КУ последовательно соединённых фильтра Ф1, сумматора и МШУ соответственно.

Для измерения ДКШ МШУ необходимо произвести несколько отдельных измерений:

1) измерение КШ последовательно включённых фильтра Ф3 и ИКШ ($F_{ИКШ}$) в соответствии со схемой на рис. 4 (калибровка ИКШ); при этом фильтр Ф3 будет считаться частью ИКШ, а измеренные значения запоминаются в ИКШ для их автоматической компенсации по формуле (8) при последующих измерениях;

2) измерение КШ и КУ последовательно включённых фильтра Ф1 и сумматора С (F_C и G_C) по схеме на рис. 5;

3) измерение ДКШ и КУ последовательно соединённых фильтра Ф1, сумматора и МШУ ($F_{СМШУ}$ и $G_{СМШУ}$) по схеме на рис. 3.

При этом на этапах 2) и 3) ИКШ на самом деле измеряет параметры более длинной цепочки устройств, в которую, кроме указанных элементов, также входит фильтр Ф3 и сам ИКШ. Затем, используя полученные на этапе 1) данные, ИКШ по формулам (8) и (9) вычисляет и представляет пользователю значения параметров, указанных в пп. 2) и 3).

Далее, зная измеренные значения параметров $F_{\text{МШУ}}$, F_C и G_C , используя (18) вычисляется ДКШ МШУ $F_{\text{МШУ}}$:

$$F_{\text{МШУ}} = (F_{\text{МШУ}} - F_C)G_C + 1. \quad (19)$$

Также по полученным значениям измеренных параметров можно вычислить КУ МШУ при действующей помехе $G_{\text{МШУ}} = G_{\text{МШУ}} / G_C$.

Результаты измерений

По описанной выше методике были проведены измерения зависимости ДКШ и КУ двух интегральных МШУ от мощности гармонической внеполосной помехи. Объектами исследования являлись следующие МШУ: MAX2611 производства фирмы Maxim Integrated и АВА-52563 фирмы Avago Technologies. Данные МШУ имеют примерно одинаковый КШ около 3–4 дБ в линейном режиме и способны усиливать сигнал в широкой полосе частот от постоянного тока до 1 ГГц для МШУ MAX2611 и до 3,5 ГГц для МШУ АВА-52563. Коэффициент усиления в этой полосе частот составляет около 18 дБ для MAX2611 и около 21 дБ для АВА-52563. При проведении измерений использовались следующие электронные компоненты и приборы: генератор шума Noisecom серии NC346, ИКШ – анализатор сигналов и спектра Rohde&Schwarz серии FSV с опцией измерения

коэффициента шума, полосовые фильтры Ф1 и Ф3 – Ericos B3710, полосовой фильтр Ф2 – Ericos B3711, генератор гармонической помехи – генератор Rohde&Schwarz SMJ100A, сумматор – Mini-Circuits ZFSC-2-2-S+. Фильтры Ф1 и Ф3 имеет центральную частоту полосы пропускания 433,92 МГц и ширину полосы 7 МГц. Центральная частота полосы пропускания

фильтра Ф2 равна 315 МГц, ширина полосы 5 МГц.

Исследование шумовых свойств МШУ проводилось на частоте 434 МГц. Мощность шума измерялась в полосе 3 МГц. Частота немодулированной синусоидальной помехи была выбрана равной 315 МГц исходя из условия попадания в полосу пропускания исследуемых МШУ, а также из условия возможности осуществления развязки помехового и шумового сигналов имеющимися в наличии фильтрами. Результаты измерений приведены на рис. 6–7.

Мощность помехи варьировалась от значений, не переводящих усилитель в нелинейный режим работы, до значений, близких к максимально допустимой входной мощности конкретного МШУ. Погрешность измерений, представленная на графиках вертикальными отрезками, рассчитывалась согласно методике, описанной в [14].

Из графиков на рис. 6–7 видно, что с ростом мощности помехи КШ обоих МШУ в целом растёт, а КУ снижается. КШ МШУ АВА-52563 повышается на 31 дБ, а КУ снижается на 37 дБ в диапазоне изменения мощности помехи около 25 дБ. Для МШУ MAX2611 аналогичные цифры составляют 23 дБ (КШ) и 16 дБ (КУ) в том же диапазоне изменения мощности помехи. Если сравнивать данные МШУ между собой, то из сравнения графиков видно преимущество МШУ MAX2611, как обеспечивающего меньшую величину коэффициента блокирования как по шумам, так и по усилению при одинаковых значениях мощности помехи. Однако при этом максимально допустимый уровень помехи и КУ МШУ MAX2611 ниже соответствующих значений у МШУ АВА-52563.

Выводы

Предложенная в работе методика измерения ДКШ МШУ при воздействии мощной помехи позволяет проводить измерения с помощью современных широко распространённых универсальных цифровых анализаторов сигналов и спектра с опцией измерения КШ, что позволяет обойтись без приобретения специали-

рованного измерительного оборудования. В работе проанализированы условия применимости данной методики и приведены результаты её практической апробации для двух распространённых интегральных МШУ. Полученные результаты позволяют рассчитать изменение отношения сигнал/шум на выходе МШУ и максимально допустимый уровень помехи в проектируемых системах связи, использующих данные МШУ.

Литература

1. Куюн А.В. Исследование электромагнитной совместимости излучающих радиосистем малого радиуса действия // Радиотехника. 2007. № 6. С. 16–20.

2. Голубев В.Н. Частотная избирательность радиоприёмников АМ сигналов. М.: Связь, 1970. 197 с.

3. Алгазинов Э.К., Бобрешов А.М., Воробьёв А.М., Нестеренко Ю.Н. Отношение сигнал/шум радиоприёмника в условиях блокирования // Вестник Воронежского государственного университета. Серия физика, математика. 2003. № 1. С. 5–18.

4. Chiasserini C.F., Rao R.R. Coexistence Mechanisms for Interference Mitigation in the 2.4-GHz ISM Band // IEEE Transactions On Wireless Communications. Sept. 2003. Vol. 2. No 5. Pp. 964–975.

5. Абызов А.А., Орлов И.Я. Использование комбинационных составляющих для выделения сигнала на фоне мощных помех // Радиотехника. 2001. № 9. С. 5–10.

6. Ивлев Д.Н., Калинин В.А. Приём сигнала на фоне мощной помехи, превышающей динамический диапазон приёмника // Известия вузов. Радиофизика. 2010. Т. 53, № 9–10. С. 658–668.

7. ГОСТ 29180-91. Совместимость технических средств электромагнитная. Приборы СВЧ. Усилители маломощные. Параметры и характеристики. Методы измерений. М.: ИПК Издательство стандартов, 2004. 12 с.

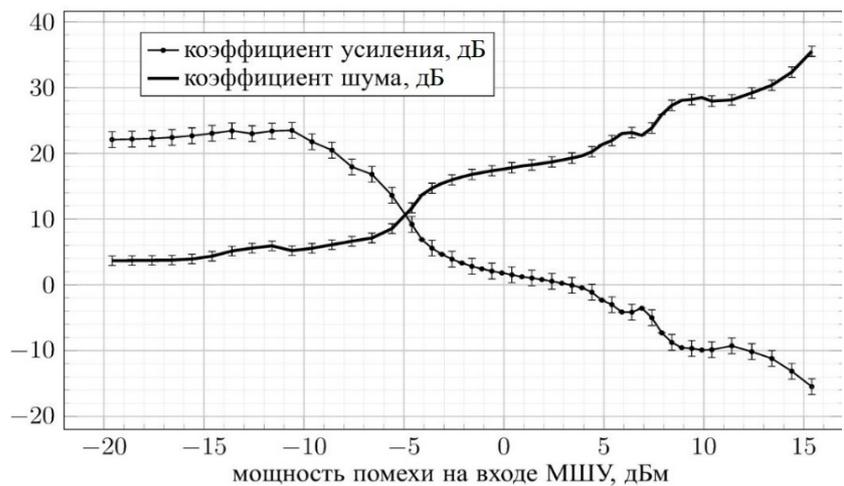


Рис. 6. КШ и КУ МШУ АВА-52563 в зависимости от мощности помехи

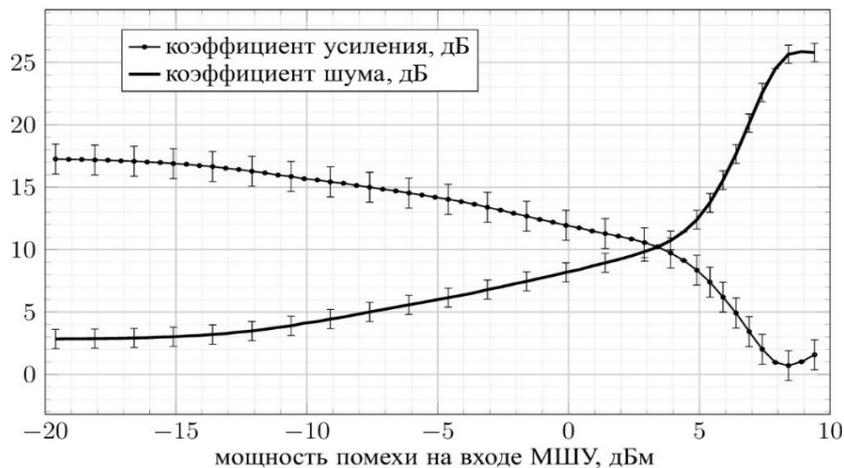


Рис. 7. КШ и КУ МШУ МАХ2611 в зависимости от мощности помехи

8. Алгазинов Э.К., Бобрешов А.М., Бажанов А.С., Швецов Б.Н. Измерение характеристик ЭМС входных приборов СВЧ радиоприёмных устройств // Радиотехника. 1985. № 9. С. 87–89.

9. Алгазинов Э.К., Бажанов А.С., Бобрешов А.М., Дыбой А.В., Нестеренко Ю.Н. Автоматизированное измерение характеристик электромагнитной совместимости маломощных усилителей // Изв. вузов России. Электроника. 2000. Вып. 1. С. 98–108.

10. Бобрешов А.М. Нелинейное многосигнальное взаимодействие в усилительных структурах СВЧ с учетом их шумовых свойств: дис. ... докт. физ.-мат. наук. Воронеж, 2000. 402 с.

11. Алмазов-Долженко К.И. Коэффициент шума и его измерение на СВЧ. М.: Научный мир, 2000. 240 с.

12. Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements: Application Note 57-1 [Электронный ресурс] / Keysight Technologies. [USA]:

Keysight Technologies, 2017. 30 p. URL: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5952-8255E.pdf> (дата доступа 24.09.2018).

13. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. М.: Техносфера, 2006. 288 с.

14. Noise Figure Measurement Accuracy – The Y-Factor Method: Application Note 57-2 [Электронный ресурс] / Keysight Technologies. [USA]: Keysight Technologies, 2014. 46 p. URL: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5952-3706E.pdf> (дата доступа 24.09.2018).

Поступила 24 сентября 2018 г.

English

NOISE FIGURE MEASUREMENT OF LOW-NOISE AMPLIFIERS IN NONLINEAR OPERATING MODE

Dmitry Nikolaevich Ivlev – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor; Radio Engineering Department, Federal State Independent Educational Institution of Higher Education National Research Nizhny Novgorod State University named after N.I. Lobachevsky¹.

E-mail: ivlev@rf.unn.ru.

Dmitry Nikolaevich Kirillov – Research Engineer; Branch of the Federal State Unitary Enterprise Russian “Federal Nuclear Centre” of Branch of “Russian Federal Nuclear Center” of All-Russian Scientific Research Institute of Experimental Physics “Measuring System Research Institute named after Yu.E. Sedakov”².

E-mail: dtm-06@yandex.ru.

Andrey Alexandrovich Lapinov – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Associate Professor; Radio Engineering Department, Federal State Independent Educational Institution of Higher Education National Research Nizhny Novgorod State University named after N.I. Lobachevsky¹.

E-mail: aalapinov@gmail.com.

¹*Address:* 603950, Nizhny Novgorod, Gagarin Av., 23.

²*Address:* 603951, Nizhny Novgorod, Box № 486.

Abstract: The Lack of radio frequency spectrum has resulted in a situation where the most common civil radio communication systems are forced to operate in a sole frequency range. This applies to such wireless communication systems like Wi-Fi, Bluetooth, ZigBee etc. In such a situation, there are inevitably cross-effects of radio transmitters on each other, which manifest themselves as the radio interference. These radio communication systems have a certain set of protection methods against interference, which enables them to work simultaneously in the same area. However, if the transceivers of two different communication systems are located at a short distance from each other, this leads to the nonlinear signal distortion and the signal-to-noise ratio variation (change of the noise figure in the receiver input amplifier). Non-linear distortions can be eliminated by special methods, but the permanent noise figure rise can bring about the decrease in the data transmission speed or to the total communication rupture. Therefore, when designing communication systems there is a problem of measuring the noise figure of the receiver operating in the nonlinear mode. This article proposes the method of measuring the noise figure of radio frequency amplifiers operating in the nonlinear mode because of the heavy noise. The described measurement method is based on the use of the Y-factor method. It enables measuring via the current widely used signal and spectrum versatile digital analyzers, which have the option of measuring the noise figure by the Y-factor method. This makes it possible to do without getting specialized measuring equipment that uses more suitable but less common methods of measuring the noise figure. The paper analyzes the usability conditions of this method and its practical evaluation results for the two common integral low-noise amplifiers. The obtained results enable to calculate the signal-to-noise ratio variation and the maximum permissible noise level in the designed communication systems using these low-noise amplifiers.

Keywords: low-noise amplifier, noise figure, nonlinear mode, out-of-band interference.

References

1. Kujun A.V. The electromagnetic compatibility analysis of short-range emitting radio systems. Radiotekhnika. 2007. No. 6. Pp. 16–20.
2. Golubev V.N. AM signal radio receivers' frequency selectivity. Moscow: Svyaz, 1970. 197 p.

3. *Algazinov E.K., Bobreshov A.M., Vorobyov A.M., Nesterenko Yu.N.* The radio receiver's signal-to-noise ratio under the blocking conditions. Bulletin of Voronezh State University. Series physics, mathematics. 2003. No. 1. Pp. 5–18.
4. *Chiasserini C.F., Rao R.R.* Coexistence Mechanisms for Interference Mitigation in the 2.4-GHz ISM Band. IEEE Transactions On Wireless Communications. Sept. 2003. Vol. 2. No. 5. Pp. 964–975.
5. *Abyzov A.A., Orlov I.Ya.* The cross components use to pickup the signal at the heavy noise background. Radiotekhnika. 2001. No. 9. Pp. 5–10.
6. *Ivlev D.N., Kalinin V.A.* The signal reception at the heavy noise background exceeding the receiver's dynamic range. Izvestiya vuzov. Radiophysics. 2010. Vol. 53, № 9-10. Pp. 658–668.
7. GOST 29180-91. Electromagnetic compatibility of technical equipment. The microwave devices. Low-noise amplifiers. Parameters and characteristics. Measurement methods. Moscow: IPK Publishing house of standards, 2004. 12 p.
8. *Algazinov E.K., Bobreshov A.M., Bazhanov A.S., Shevtsov B.N.* Measurement of EMC characteristics of the input microwave devices radio receivers. Radiotekhnika. 1985. No. 9. Pp. 87–89.
9. *Algazinov E.K., Bazhanov A.M., Bobreshov A.M., Dybov A.V., Nesterenko Yu.N.* Automated measurement of electromagnetic compatibility characteristics of low-noise amplifiers. Izv. vuzov Rossii. Elektronika. 2000. Iss. 1. Pp. 98–108.
10. *Bobreshov A.M.* Nonlinear multisignal interaction in the microwave amplifying arrangement with regard to their noise properties: Doc. Thes. on Math.&Phys. Voronezh, 2000. 402 p.
11. *Almazov-Dolzhenko K.I.* Noise figure and its microwave measurement. Moscow: Nauchnyi mir, 2000. 240 p.
12. Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements: Application Note 57-1 [Electronic source]. Keysight Technologies. [USA]: Keysight Technologies, 2017. 30 p. URL: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5952-8255E.pdf> (access date 24.09.2018).
13. *Shakhnovich I.V.* Current wireless communication technologies. Moscow: Tekhnosfera, 2006. 288 p.
14. Noise Figure Measurement Accuracy – The Y-Factor Method: Application Note 57-2 [Electronic source] / Keysight Technologies. [USA]: Keysight Technologies, 2014. 46 p. URL: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5952-3706E.pdf> (access date 24.09.2018).