

ФИЗИКА

УДК 621.391.822:621.391.82

**ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ РАДИОПРИЕМНИКА
В УСЛОВИЯХ БЛОКИРОВАНИЯ**

© 2003 Э. К. Алгазинов, А. М. Бобрешов, А. М. Воробьев, Ю. Н. Нестеренко

*Воронежский государственный университет***1. ВВЕДЕНИЕ**

Воздействие интенсивных помех на вход радиоприемника оказывает влияние на прием полезного сигнала даже в том случае, если помехи не попадают в основной и побочные каналы приема, вследствие возникновения нелинейных эффектов в тракте приемника. Одним из таких эффектов является блокирование, приводящее к уменьшению отношения сигнал/шум на выходе радиоприемника и, следовательно, к ухудшению его чувствительности. Блокирование обычно рассматривается в рамках проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронных средств [1—3]. Поскольку чувствительность является одной из основных характеристик радиоприемника, то эффект блокирования необходимо учитывать и оценивать при проектировании и эксплуатации радиоприемных устройств (РПУ), предназначенных для функционирования в условиях сложной электромагнитной обстановки. Между тем, оценки влияния блокирования на чувствительность РПУ встречают принципиальные трудности, связанные с оценкой мощности шума на выходе приемника, находящегося под действием помех.

Часто блокирование определяется как изменение уровня сигнала на выходе радиоприемника под действием внеполосных помех. Однако, под действием внеполосных помех происходит также изменение мощности шума на выходе приемника. В связи с этим существует другое определение блокирования [4], охватывающее оба эти эффекта, как изменения уровня сигнала или отношения сигнал/шум на выходе радиоприемника под действием внеполосной помехи. Блокирование, опре-

деляемое по уровню сигнала, часто называют *блокированием по усилению*, а блокирование по отношению сигнал/шум — *блокированием по шумам* [5]. Если блокирование по усилению характеризуется изменением коэффициента усиления, то блокирование по шумам — изменением коэффициента шума радиоприемника (или каскада). Таким образом, блокирование по шумам радиоприемника количественно эквивалентно изменению его чувствительности.

Блокирование радиоприемника по шумам складывается из двух эффектов: изменения коэффициента усиления и изменения уровня шумов на выходе под действием помехи. При оценке изменения чувствительности РПУ вследствие блокирования изменение уровня выходных шумов зачастую рассматривается только как следствие изменения коэффициента усиления приемника и его отдельных каскадов. Собственные шумы каскадов, подвергающихся воздействию помех, считаются неизменными и равными линейным, имеющим место в отсутствие помех [2, 3, 6, 7]. Между тем, в ряде работ [8—10] на примере усилителей радиочастоты (УРЧ) различных типов показано, что уровень собственных шумов также изменяется под действием помех, причем этот эффект дает вклад в общее изменение выходных шумов, сравнимый по величине с результатом изменения усиления входных шумов, так что при оценке чувствительности РПУ требуется рассматривать совместно оба эти эффекта.

Необходимо сделать замечание об использовании термина «чувствительность» применительно к РПУ, находящемуся под воздействием помех. Известно, что этот термин рекомендуется применять только к приемни-

Работа выполнена в рамках проекта УР.01.01.001 программы «Университеты России»

ку, на который не действуют помехи. Однако, приемник, на который действуют помехи, в общем случае сохраняет свойство принимать полезный сигнал по основному каналу приема и это свойство может быть описано, как и в случае отсутствия помех, минимальным уровнем полезного сигнала на входе РПУ, необходимым для получения заданного отношения сигнал/шум на его выходе. Это дает право говорить о «чувствительности в присутствии помех», имея в виду, разумеется, что минимальный уровень сигнала на входе РПУ, характеризующий эту чувствительность, будет зависеть от параметров помехи, например, от ее спектрального состава и мощности. Поэтому, несмотря на имеющиеся возражения ([1] и комментарии к [2]), имеет место широкое использование понятия чувствительности применительно к радиоприемникам, находящимся под воздействием помех [2, 3, 6 и др.]. Мы также считаем возможным использование данной терминологии, во всяком случае введение новых терминов для понятных всем явлений представляется излишним.

Существенным является вопрос о количественном описании свойств радиоприемного тракта, определяющих его чувствительность, ограниченную шумами. Если внешнее нежелательное воздействие носит характер шума и не нарушает линейные функции радиоприемного тракта, то для характеристики чувствительности РПУ принято использовать понятие *коэффициента шума (КШ)*. В случае воздействия интенсивных помех, переводящих входные каскады в нелинейный режим, линейный КШ уже не описывает шумовые свойства этих каскадов и РПУ в целом, в частности он не характеризует чувствительности РПУ. Возникает необходимость введения новых параметров, характеризующих шумовые свойства радиоприемного тракта, испытывающего воздействие помех. В качестве известного примера введения таких параметров можно привести работу [7], где рассматривается функционирование РПУ в условиях действия сложной помехи, представляющей собой групповой радиосигнал. В качестве факторов, влияющих на отношение сигнал/шум при передаче сигнала через каскады РПУ, принимаются линейные собственные шумы, вносимые каскадами, изменение

коэффициента усиления (блокирование по усилению) и внесение в тракт передачи сигнала нелинейных шумов, которые представляют собой совокупность интермодуляционных продуктов сложной помехи. В качестве характеристики шумовых свойств РПУ вводится *коэффициент помехозащищенности*, определяемый как аналог КШ при учете перечисленных факторов. Отметим, что собственные шумы каскадов считаются неизменными и равными линейным.

Нами рассматривается задача изучения влияния блокирования на чувствительность РПУ. При этом, как обычно при анализе блокирования, в качестве модели помехового воздействия выбрана сосредоточенная внеполосная помеха. Факторами, влияющими на отношение сигнал/шум при прохождении сигнала через блокируемые каскады, являются собственные шумы каскадов, зависящие от мощности помехи, изменение коэффициента усиления под действием помехи (блокирование по усилению) и интермодуляционные шумы, вносимые в результате нелинейного взаимодействия помехи с входными (внешними) и собственными шумами. В качестве характеристики шумовых свойств радиоприемного тракта, определяющей чувствительность РПУ в данных условиях, вводится *двухсигнальный коэффициент шума (ДКШ)* [8]. В дальнейшем, говоря о коэффициенте шума в условиях действия помех, будем иметь в виду ДКШ — специальный параметр, введенный для рассматриваемой схемы воздействия помехи. Понятие ДКШ может быть введено для любого каскада РПУ, подверженного блокированию, а также для РПУ в целом. Однако на практике чувствительность РПУ как в линейном случае, так и в случае слабого блокирования определяется шумовыми свойствами входного УРЧ, поэтому оценка чувствительности РПУ в условиях действия помехи в большинстве практически интересных случаев сводится к анализу ДКШ УРЧ.

Целью работы является анализ механизмов, лежащих в основе эффекта блокирования по шумам радиоприемника, обоснование системы параметров, используемых для количественного описания этого эффекта, а также оценка его влияния на чувствительность радиоприемника с использованием понятия двухсигнального коэффициента шума.

2. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОПРИЕМНИКА В УСЛОВИЯХ БЛОКИРОВАНИЯ

Поскольку блокируемые каскады радиоприемника переходят в нелинейный режим, их шумовые свойства не могут быть охарактеризованы линейным КШ. Чувствительность РПУ, ограниченная шумами, также не может быть выражена через КШ, как это делается в линейном случае. Для оценки чувствительности РПУ в нелинейном случае необходимо исходить из ее определения как минимального уровня радиосигнала $P_{с.вх}$ на входе РПУ, необходимого для получения заданного отношения α уровней полезного сигнала и шума на его выходе. При этом под выходом РПУ понимается выход его линейной части, которая охватывает ВЧ-тракт от входа до детектора [15, 16]. Коэффициент различимости [16] α численно равен минимально допустимому отношению сигнал/шум на выходе РПУ, при котором сигнал на выходе окончательного устройства может быть уверенно обнаружен.

Рассматривается супергетеродинный радиоприемник, структурная схема которого приведена на рис. 1. Для удобства рассмотрения приемник представлен в виде трех четырехполюсников: входное устройство, УРЧ, третий четырехполюсник объединяет все остальные каскады линейной части (смеситель+УПЧ). На вход приемника с антенны по основному каналу приема поступает полезный сигнал E_c частоты f_0 и внеполосная помеха $E_{п}$ частоты $f_{п}$. Частота $f_{п}$ не совпадает ни с основным, ни с побочными каналами приема и соответственно помеха не проходит на выход приемника. Шумы антенны характеризуются эффективной шумовой температурой антенны T_A , которая приписывается полному активному сопротивлению антенны R_A . В качестве входного устройства Вх.У рассматривается пассивный четырехполюсник с низкой избирательностью и малыми потерями. В целях достижения высокой чувствительности приемника в

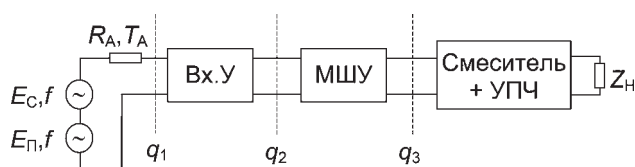


Рис. 1. Структурная схема радиоприемника

качестве УРЧ в диапазоне СВЧ обычно используется специальный малозумящий усилитель (МШУ). В общем случае на согласование антенны с входным устройством и на согласование четырехполюсников между собой не накладывается никаких предварительных требований. Степень рассогласования в местах соединений характеризуется *коэффициентами рассогласования* [19—21]

$$q_i = P_i / P_{i \text{ ном}},$$

где P_i — мощность сигнала источника, фактически отдаваемая в нагрузку; $P_{i \text{ ном}}$ — *номинальная мощность* источника, то есть максимальная мощность, которую источник сигнала может отдать в согласованную нагрузку.

Чувствительность $P_{с.вх}$ можно определить из выражения для отношения сигнал/шум на выходе приемника:

$$P_{с.вх} / P_{ш\sum\text{вых}} = \alpha,$$

где $P_{ш\sum\text{вых}}$ — суммарный шум от всех причин на выходе приемника. Поскольку $P_{с.вх} = P_{с.вх} K$, где K — коэффициент передачи приемника по мощности на центральной частоте, то

$$P_{с.вх} = P_{ш\sum\text{вых}} \alpha / K. \quad (1)$$

Уточним для большей определенности, что под $P_{с.вх}$ здесь понимается фактическая мощность сигнала, отдаваемая антенной во входное устройство при реальном согласовании между ними, в отличие от номинальной мощности сигнала на входе приемника, равной $P_{с.вх.ном} = P_{с.вх} / q_1$. Величина K также представляет собой фактический коэффициент передачи.

Чувствительность можно выразить через коэффициент шума приемника, умножив и разделив (1) на мощность шумов $P_{ш\text{А вых}}(T_0)$ на выходной нагрузке, обусловленную шумами антенны, эффективная шумовая температура которой равна $T_0 = 293$ К. Величина $P_{ш\text{А вых}}(T_0)$ равна [19]:

$$P_{ш\text{А вых}}(T_0) = \int_0^{\infty} kT_0 q_1(f) K(f) df = kT_0 q_1 K \Delta f, \quad (2)$$

где q_1 и K — величины коэффициента рассогласования антенны и коэффициента передачи приемника на центральной частоте,

$$\Delta f = \frac{1}{K} \int_0^{\infty} K(f) df$$

— шумовая полоса приемника. Тогда

$$P_{с.вх} = kT_0 q_1 \Delta f \cdot \alpha \cdot F^*, \quad (3)$$

где F^* — *рабочий* (или эквивалентный) коэффициент шума радиоприемника, определяемый [19, 20] при фактической шумовой температуре антенны T_A как отношение полной мощности шума на нагрузке приемника Z_n к шумовой мощности на той же нагрузке, но обусловленной шумами антенны при $T_A = T_0$:

$$F^* = \frac{P_{ш\Sigma\text{вых}}(T_A)}{kT_0 q_1 \Delta f \cdot K}. \quad (4)$$

Величина F^* весьма неудобна для непосредственных измерений, поскольку числитель и знаменатель (4) предполагают различные температурные условия на входе приемника. Поэтому практически всегда измеряется так называемый *стандартный* (или комнатный) КШ при температуре нагрузки на входе приемника T_0 :

$$F = \frac{P_{ш\Sigma\text{вых}}(T_A = T_0)}{kT_0 q_1 \Delta f \cdot K}. \quad (5)$$

Температурные условия при его измерении наиболее естественны и стабильны. Через стандартный КШ непосредственно выражается чувствительность приемника, определяемая при лабораторных испытаниях, когда ко входу приемника подключается эквивалентный генератор сигналов, внутреннее сопротивление которого находится при комнатной температуре:

$$P_{с.вх} = kT_0 q_1 \Delta f \cdot \alpha \cdot F. \quad (6)$$

Однако, в линейном случае наряду со стандартным КШ широко используется также рабочий КШ F^* , характеризующий чувствительность при реальной антенне. Этому способствует то, что в линейном случае между величинами F^* и F существует простая связь:

$$F^* = t_A - 1 + F, \quad (7)$$

где $t_A = T_A/T_0$ — относительная шумовая температура антенны, так что нет необходимости в непосредственном измерении F^* .

В нелинейном случае при действующей внеполосной помехе формальные определения рабочего (4) и стандартного (5) КШ сохраняют силу, становясь определениями соответствующих ДКШ. Выражения (3) и (6) для чувствительности приемника также сохраняют силу. Однако, такого практического зна-

чения как в линейном случае понятие рабочего ДКШ в нелинейном случае не имеет, поскольку двухсигнальный F^* не выражается через измеряемый стандартный ДКШ F каким-либо удобным образом подобно (7). В этом нетрудно убедиться с помощью следующих рассуждений.

Полная мощность шумов на выходе приемника складывается из шумов, обусловленных шумами антенны и избыточных шумов, вносимых в приемный тракт каскадами приемника:

$$P_{ш\Sigma\text{вых}} = P_{ш\text{А}\text{вых}} + P_{ш\text{вых}}^{\text{изб}},$$

где, по аналогии с (2), $P_{ш\text{А}\text{вых}} = kT_A q_1 K \Delta f$. Поэтому коэффициенты шума (4) и (6) могут быть выражены через избыточные шумы как

$$F^* = t_A + \frac{P_{ш\text{вых}}^{\text{изб}}}{kT_0 q_1 \Delta f \cdot K}, \quad F = 1 + \frac{P_{ш\text{вых}}^{\text{изб}}}{kT_0 q_1 \Delta f \cdot K}. \quad (8)$$

В линейном случае избыточные шумы $P_{ш\text{вых}}^{\text{изб}}$ не зависят от входных воздействий, в том числе от шумовой температуры антенны T_A , поэтому имеет место очевидная формула (7), выражающая рабочий КШ через стандартный. В нелинейном случае избыточные шумы приемника содержат в своем составе продукты нелинейного взаимодействия шумов, в том числе и входных, с помехой, так что величина $P_{ш\text{вых}}^{\text{изб}}$ является функцией от температуры шумов антенны, в связи с чем вторые члены в правых частях (8) не равны между собой. Таким образом, измерив ДКШ F при стандартных условиях, вообще говоря, нельзя получить F^* . В связи с этим, понятие двухсигнального рабочего КШ не имеет особого практического смысла, поэтому используется только понятие ДКШ при стандартной температуре T_0 входной нагрузки приемника, определяемое как (5). Далее будем рассматривать только такой ДКШ, обозначив его, в отличие от линейного КШ F , как \tilde{F} . Через \tilde{F} , подобно (6), выражается чувствительность приемника в присутствии внеполосной помехи при стандартной температуре на входе, например в условиях лабораторных испытаний.

Для расчета как линейного КШ F , так и ДКШ \tilde{F} , необходимо определить суммарную мощность шума на выходе приемника $P_{ш\Sigma\text{вых}}$, выделяющуюся в нагрузке Z_n . Общая мощность шума на выходе приемника складывается из шума $P_{ш\text{А}}$, обязанного своим проис-

хождением шумам антенны, а также из шумов $P_{ш.1}$, $P_{ш.2}$, $P_{ш.3}$, обязанных своим происхождением шумам, добавленным в тракт приемника первым, вторым и третьим четырехполюсниками соответственно:

$$P_{ш.Σвых} = P_{ш.А} + P_{ш.1} + P_{ш.2} + P_{ш.3}.$$

Имея в виду нелинейные режимы каскадов приемника, будем различать полные избыточные шумы, вносимые каскадами в основной канал приема (ОКП), и собственные шумы каскадов. Под *собственными* шумами обычно понимаются шумы, генерируемые внутри каскада. В линейном случае избыточные шумы тождественны собственным. Избыточность понимается как превышение уровня выходных шумов над шумами, обязанными своим происхождением источнику, расположенному на входе каскада. Нелинейные каскады наряду с генерированием собственных шумов производят перенос шумов в ОКП из других участков спектра за счет нелинейного взаимодействия собственных и внешних шумов с помехой, так что под *избыточными шумами* в нелинейном случае будем понимать полные шумы, добавляемые каскадом в приемный тракт, представляющие собой сумму собственных шумов, генерируемых в полосе ОКП, и шумов в этой же полосе, являющихся следствием нелинейного взаимодействия.

Для расчета выходных шумов используем обычные упрощающие предположения, которые практически всегда выполняются для реальных РПУ. Во-первых, считаем, что для полос пропускания четырехполюсников выполняется условие:

$$\Delta f_1, \Delta f_2 \gg \Delta f_3.$$

При этом шумовая полоса приемника Δf определяется полосой пропускания УПЧ: $\Delta f \approx \Delta f_3$. В пределах этой полосы частотными зависимостями коэффициентов передачи K_1 и K_2 , а также коэффициентов рассогласования q_1 , q_2 и q_3 можно пренебречь. Во-вторых, как показано в [18], собственные шумы всех каскадов приемника, включая УРЧ, смеситель и УПЧ, можно считать белыми. Полагая, что продукты нелинейного взаимодействия белого шума с помехой в пределах шумовой полосы также представляют собой белый шум, считаем, что избыточные шумы четырехполюсника, как и шумы антенны, являются белыми. Сделанные предположения существенно упрощают рас-

чет выходных шумов приемника, которые могут быть записаны как

$$P_{ш.Σвых} = kT_0 \Delta f q_1 \cdot K_1 K_2 K_3 + P_{ш.вых.1}^{изб} K_2 K_3 + P_{ш.вых.2}^{изб} K_3 + P_{ш.вых.3}^{изб}, \quad (9)$$

где $P_{ш.вых.1}^{изб}$, $P_{ш.вых.2}^{изб}$, $P_{ш.вых.3}^{изб}$ — мощности избыточных шумов, образующихся в соответствующих четырехполюсниках в полосе Δf , взятые на выходных нагрузках этих четырехполюсников, $kT_0 \Delta f$ — номинальная мощность шумов антенны или эквивалентного генератора сигналов, подключенного ко входу приемника, K_1 , K_2 и K_3 — фактические коэффициенты передачи по мощности четырехполюсников, взятые, как и q_1 , на центральной частоте.

Выражение (9) имеет общий характер и справедливо как для линейных, так и для нелинейных режимов каскадов. Разница между линейным и нелинейным режимами заключается в физическом содержании избыточных шумов $P_{ш.вых.i}^{изб}$ для четырехполюсников, которые могут переходить в нелинейный режим под воздействием помехи. К таким четырехполюсникам относятся второй и третий по схеме рис. 1, поскольку блокированию подвергаются прежде всего МШУ и смеситель [1]. Кроме того, в условиях действия помехи коэффициенты передачи блокируемых каскадов K_1 становятся функциями мощности и частоты помехи.

В линейном случае определение (5) совместно с (9) дает известное выражение для КШ приемника через КШ его отдельных каскадов. Действительно, поскольку $K = K_1 K_2 K_3$, имеем:

$$F = 1 + \frac{P_{ш.вых.1}^{изб}}{kT_0 q_1 \Delta f \cdot K_1} + \frac{P_{ш.вых.2}^{изб}}{kT_0 q_1 \Delta f \cdot K_1 K_2} + \frac{P_{ш.вых.3}^{изб}}{kT_0 q_1 \Delta f \cdot K_1 K_2 K_3}. \quad (10)$$

Стандартный КШ линейного четырехполюсника определяется [19—22, 25] как отношение мощности шума от всех причин на выходе четырехполюсника, источник сигнала на входе которого имеет стандартную температуру T_0 , к части выходной мощности шума, обусловленной тепловыми шумами этого источника:

$$F_i = \frac{P_{ш.Σвых.i}}{P_{ш.вых.i}^{ист}(T_0)}.$$

Поскольку суммарный шум на выходе i -го четырехполюсника складывается из тепловых

шумов источника и избыточных шумов, добавленных четырехполосником:

$$P_{\Sigma \text{ВЫХ},i} = P_{\text{Ш.ВЫХ},i}^{\text{ист}}(T_0) + P_{\text{Ш.ВЫХ},i}^{\text{изб}}$$

то

$$F_i = 1 + \frac{P_{\text{Ш.ВЫХ},i}^{\text{изб}}}{P_{\text{Ш.ВЫХ},i}^{\text{ист}}(T_0)}$$

Для первого четырехполосника источником сигнала является антенна, для остальных четырехполосников — выходные сопротивления предыдущих каскадов. Эти источники при температуре T_0 генерируют тепловые шумы с номинальной спектральной плотностью kT_0 так что

$$P_{\text{Ш.ВЫХ},i}^{\text{ист}}(T_0) = kT_0 q_i K_i \Delta f$$

и

$$F_i = 1 + \frac{P_{\text{Ш.ВЫХ},i}^{\text{изб}}}{kT_0 q_i K_i \Delta f} \quad (11)$$

В определении (11) фигурируют фактические значения шумовой мощности и коэффициента передачи четырехполосника, однако наиболее удобно и широко принято на практике [14, 16, 17] выражение для КШ через номинальные значения этих величин, имеющих место при согласованных нагрузках: $P_{\text{Ш.ВЫХ},i \text{ н}}^{\text{изб}} = P_{\text{Ш.ВЫХ},i \text{ макс}}^{\text{изб}} = P_{i \text{ макс}}^{\text{изб}} / q_{i+1}$ и $K_{i \text{ н}} = P_{i \text{ макс}} / P_{i \text{ вх. макс}}$. Поскольку [16, 19, 20]

$$K_{i \text{ н}} = q_i K_i / q_{i+1},$$

определение (11) эквивалентно следующему:

$$F_i = 1 + \frac{P_{\text{Ш.ВЫХ},i \text{ н}}^{\text{изб}}}{kT_0 K_{i \text{ н}} \Delta f} \quad (12)$$

Применив определение (12) к общему выражению (10), получим для КШ приемника в линейном случае:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_{1 \text{ н}}} + \frac{F_3 - 1}{K_{1 \text{ н}} K_{2 \text{ н}}}, \quad (13)$$

где $K_{1 \text{ н}}$ и $K_{2 \text{ н}}$ — номинальные коэффициенты передачи первого и второго четырехполосников на центральной частоте.

3. ДВУХСИГНАЛЬНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА

Наряду с двухсигнальным коэффициентом шума радиоприемника с целью описания шумовых свойств отдельных каскадов в условиях блокирования вводится понятие двухсиг-

нального коэффициента шума четырехполосника. Шумовая модель при этом отличается от линейного случая тем, что на входе четырехполосника, кроме полезного сигнала и теплового шума входной нагрузки действует также интенсивная внеполосная помеха, как показано на рис. 2 для i -го четырехполосника в структуре приемника. ДКШ *четырёхполосника* определяется как отношение мощности шума от всех причин на выходной нагрузке четырехполосника, источник сигнала на входе которого имеет стандартную температуру T_0 , к части выходной мощности, обусловленной тепловыми шумами этого источника:

$$\tilde{F}_i = \frac{P_{\Sigma \text{ВЫХ},i}}{P_{\text{Ш.ВЫХ},i}^{\text{ист}}(T_0)} = 1 + \frac{P_{\text{Ш.ВЫХ},i}^{\text{изб}}}{kT_0 K_{i \text{ н}} \Delta f} \quad (14)$$

В этом определении избыточные шумы на выходе четырехполосника содержат продукты нелинейного взаимодействия внешних и собственных шумов с помехой. Мощность избыточных шумов $P_{\text{Ш.ВЫХ},i}^{\text{изб}}$, а также коэффициент передачи четырехполосника $K_{i \text{ н}}$ являются функциями мощности и частоты помехи. Под действием помехи блокированию подвергаются прежде всего МШУ и смеситель, то есть определение ДКШ (14) может относиться к четырехполосникам 2 и 3 по схеме рис. 1.

В общей структуре радиоприемника ДКШ отдельного каскада не играет такой универсальной роли как линейный КШ. Действительно, в линейном случае избыточные шумы четырехполосников идентичны их собственным шумам и имеют постоянные значения, не зависящие от входных воздействий. Это условие обеспечивает справедливость формулы (13), на основании которой, измерив или рассчитав стандартные КШ отдельных каскадов, можно легко получить КШ приемника в целом. В нелинейном же случае избыточные шумы каскадов являются функциями входных воздействий включая шум и поме-

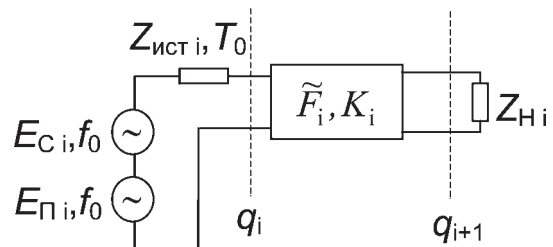


Рис. 2. К определению ДКШ четырехполосника

ху, то есть зависят от всей предыстории прохождения шума и помехи по радиоприемному тракту до рассматриваемого каскада. При этом формула (13) в общем случае становится недействительной: измерив ДКШ отдельных каскадов при условии T_0 для входных нагрузок, невозможно по этой формуле получить ДКШ приемника, для этого необходимо провести измерение ДКШ для приемника в целом.

Тем не менее, расчет и измерение ДКШ отдельных каскадов радиоприемника имеют существенное научное и практическое значение, поскольку это позволяет изучать и количественно оценивать влияние помехи на шумовые свойства каскадов. Это имеет особенно большое значение для входных каскадов радиоприемников, таких как МШУ, обеспечивающих чувствительность приемника в целом. Так, принят специальный ГОСТ [5], регламентирующий, в частности, параметры и характеристики блокирования МШУ по шумам. Для обеспечения требований этого ГОСТа необходимы измерение и расчет ДКШ МШУ.

Кроме того, на практике часто встречаются случаи, когда ДКШ приемника практически полностью определяется ДКШ МШУ. В этих случаях, получив ДКШ МШУ, можно произвести оценку чувствительности радиоприемника. Действительно, обычно коэффициент усиления МШУ K_2 выбирается настолько большим, чтобы, согласно (13), коэффициент шума последующих каскадов F_3 практически не влиял на КШ приемника, так что последним членом в формуле (13) можно пренебречь. При действии помехи наибольший интерес представляет случай, когда помеха не слишком интенсивна, поскольку основной задачей анализа эффекта блокирования является определение максимально допустимых значений мощности помехи, при которых приемник продолжает выполнять свои функции, то есть порога восприимчивости приемника к помехе. Тогда сохраняются условия, при которых влияние на ДКШ приемника каскадов, следующих за МШУ, пренебрежимо мало. На основании общих выражений (6) и (10) нетрудно показать, что при выполнении этих условий чувствительность приемника в условиях блокирования может быть оценена по формуле

$$P_{с.вх} \approx kT_0 q_1 \Delta f \cdot \alpha \cdot \frac{\tilde{F}_{\text{МШУ}}}{K_{1н}}, \quad (15)$$

где $\tilde{F}_{\text{МШУ}} / K_{1н}$ — ДКШ приемника, а $\tilde{F}_{\text{МШУ}}$ — ДКШ МШУ:

$$\tilde{F}_{\text{МШУ}} = \frac{P_{\text{ш.в.в.х.2}}}{P_{\text{ш.в.в.х.2}}^{\text{ист}}(T_0)} = 1 + \frac{P_{\text{ш.в.в.х.2н}}^{\text{изб}}}{kT_0 K_{2н} \Delta f}. \quad (16)$$

Формула (15) справедлива в большинстве практически значимых случаев, когда коэффициент усиления МШУ достаточно высок, а блокирование находится в допустимых пределах. При выводе формулы (15) предполагалось также, что температуру T_0 имеет не только нагрузка на входе приемника, но и входное устройство, тогда $F_1 = 1 / K_{1н}$ [19].

Определение ДКШ МШУ (16) соответствует интегральному ДКШ в шумовой полосе приемника Δf . На практике, когда полоса Δf много меньше полосы пропускания МШУ, интегральный ДКШ МШУ равен дифференциальному, который может быть записан через спектральную плотность мощности избыточного шума на выходе МШУ:

$$\tilde{F}_{\text{МШУ}} = 1 + \frac{G_{\text{ш.в.в.х.2н}}^{\text{изб}}}{kT_0 K_{2н}}.$$

В определении ДКШ четырехполосника, как и линейного КШ, в общем случае не накладывается никаких требований на согласование четырехполосника по входу и по выходу. При этом ДКШ, как и линейный КШ [19, 21], не зависит от выходной нагрузки, но зависит от условий согласования по входу. Действительно, при расчете номинального коэффициента усиления по мощности $K_{iн} = P_{i \text{ в.в.х.мак}} / P_{i \text{ вх.мак}}$ значение номинальной выходной мощности $P_{i \text{ в.в.х.мак}}$ берется при согласованном выходе и при фактическом согласовании на входе [19]. Для того, чтобы можно было сравнивать, например, различные усилители по их шумовым свойствам, требуется устранить данную неоднозначность в определении КШ. С этой целью измерения и расчет КШ обычно производится при так называемых *нормальных условиях* [22], в число которых входит полное согласование на входе и выходе усилителя.

4. СТРУКТУРА ДВУХСИГНАЛЬНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА МШУ

Физическое содержание ДКШ, несмотря на то, что определение (14), (16) формально полностью идентично определению обычного

линейного КШ (12), нуждается в отдельном рассмотрении. Это связано с иной, чем в линейном случае структурой избыточных шумов $P_{ш.вых.i}^{изб}$, а также с зависимостью $P_{ш.вых.i}^{изб}$ и K_i от параметров помехи. В связи с ролью, которую играет ДКШ МШУ в обеспечении чувствительности радиоприемника, остановимся на его структуре.

В линейном случае избыточные шумы, добавляемые МШУ в полосу основного канала приема, представляют собой собственные шумы, генерируемые МШУ в этой полосе. В нелинейном же случае структура шумов, вносимых МШУ в ОКП, усложняется. Шумы на выходе МШУ, как обычно, представляются суммой внешних шумов, поступающих на вход МШУ от стандартного источника шума и усиленных в МШУ, и избыточных шумов, добавленных МШУ в канал приема:

$$P_{ш.Σвых2} = kT_0\Delta f q_2 K_2 + P_{ш.вых.2}^{изб}.$$

Избыточные шумы, кроме собственных шумов $P_{ш.вых.2}^{соб}$, генерируемых МШУ в ОКП, содержат также интермодуляционную составляющую, являющуюся продуктом нелинейного взаимодействия внеполосной помехи с внешними и собственными шумами МШУ, также находящимися вне полосы ОКП:

$$P_{ш.вых.2}^{изб} = P_{ш.вых.2}^{соб} + P_{ш.вых.2н}^{инт}.$$

Таким образом, общее выражение для ДКШ (16) принимает вид:

$$\tilde{F}_{МШУ} = 1 + \frac{P_{ш.вых.2н}^{соб} + P_{ш.вых.2н}^{инт}}{kT_0 K_{2н} \Delta f}, \quad (17)$$

где индексом «н» по-прежнему обозначаются номинальные значения величин.

Для наглядности на рис. 3 представлена схема образования суммарной мощности шума на выходе МШУ в ОКП. Сосредоточенная помеха имеет мощность $P_{пом}$. Жирными стрелками показано направление распространения по тракту приемника помехи и шумовых составляющих. Тонкими сплошными стрелками показано взаимодействие помехи с составляющими входного и собственного шума с образованием интермодуляционных шумов. Пунктирные стрелки демонстрируют влияние помехи на внешний и собственный шум в ОКП. Это влияние выражается в зависимости мощности шумов от мощности помехи аналогично эффекту блокирования усилителя по

полезному сигналу (эффект подавления шумов помехой).

Явление блокирования МШУ по шумам заключается в изменении ДКШ $\tilde{F}_{МШУ}$ под действием помехи. Анализ зависимости $\tilde{F}_{МШУ}(P_{пом})$ сводится к расчету зависимостей $K_2(P_{пом})$, $P_{ш.вых.2}^{соб}(P_{пом})$ и $P_{ш.вых.2}^{инт}(P_{пом})$. Первая из этих зависимостей характеризует эффект блокирования МШУ по усилению. Расчет остальных двух зависимостей предполагает анализ нелинейного взаимодействия внешних и собственных шумов с помехой. Не останавливаясь в рамках данной работы на методах этого анализа, отметим, что такие исследования были проведены для МШУ различных типов: для ЛБВ [9], электроннолучевого параметрического усилителя с электростатической накачкой [23], для транзисторных усилителей на полевом транзисторе с затвором Шотки [10] и на транзисторе с высокой подвижностью электронов (НЕМТ-транзисторе) [24]. Во всех случаях использовалась модель шума в виде суммы случайных синусоид [25]. Шумовой сигнал со спектральной плотностью мощности $G(w)$, занимающий полосу Dw , представлялся в виде n синусоид

$$n(t) = \sum_{i=1}^n E_{0i} \sin(\omega_i t + \varphi_{0i})$$

со случайными начальными фазами и амплитудами, определяемыми через мощности спектральных составляющих как

$$E_{0i}^2 = G(\omega_i) \Delta\omega / n.$$

Такая шумовая модель удобна для анализа взаимодействия в электронных приборах, поскольку позволяет использовать единый ма-

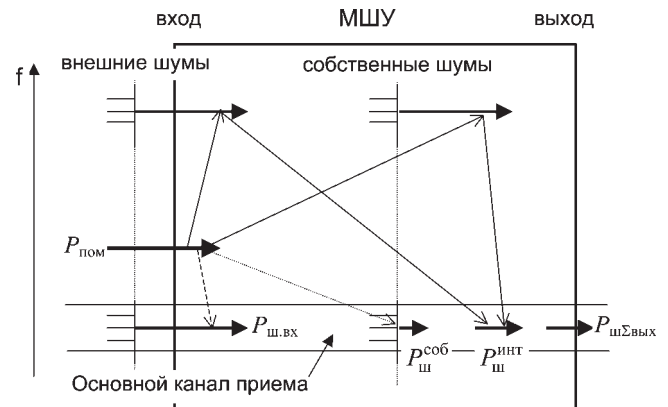


Рис. 3. Схема образования суммарного шума на выходе МШУ в нелинейном режиме

тематический аппарат для расчета как шумов, так и детерминированных сигналов.

При расчете ДКШ возникает вопрос о структуре интермодуляционной составляющей избыточного шума на выходе усилителя. Вообще говоря, при нелинейном взаимодействии широкого шумового спектра с интенсивной сосредоточенной помехой возникает множество интермодуляционных составляющих, попадающих в полосу основного канала приема. Однако, с ростом порядка составляющих их амплитуда резко уменьшается, так что имеет смысл учитывать составляющие только самых низких порядков. Составляющие второго порядка типа $\omega_{\text{пом}} \pm \omega_i$, где $\omega_{\text{пом}}$ — частота помехи, а ω_i — частота шумовой составляющей, следует учитывать только в специальных случаях особо широкополосных систем. В большинстве же случаев составляющие второго порядка, образующиеся в МШУ, не попадают в полосу приемника.

Интермодуляционные составляющие третьего порядка могут быть двух типов:

- 1) $2\omega_{\text{пом}} - \omega_i = \omega_{\text{о.к.}}$;
- 2) $\omega_{\text{пом}} + (\omega_j - \omega_i) = \omega_{\text{о.к.}}$,

где ω_j и ω_i — частоты шумового спектра, $\omega_{\text{о.к.}}$ — частота в основном канале приема. Схема образования этих составляющих показана на рис. 4. Видно, что интермодуляционный шум первого типа может быть образован только при взаимодействии помехи с шумовыми составляющими, находящимися в пределах полосы, равной полосе ОКП. В то же время интермодуляционный шум второго типа образуется помехой и любой парой составляющих шумового спектра, для которой $\omega_j - \omega_i = \delta$, где величина δ такова, что частота $\omega_{\text{пом}} + \delta$ попадает в ОКП. Однако, можно показать, что результирующая интенсивность шума второ-

го типа много меньше интенсивности шума первого типа.

Оценки могут быть произведены, например, на основе результатов работы [10], в которой исследовался усилитель на полевом транзисторе и были получены аналитические выражения для спектральных плотностей мощности интермодуляционного шума первого $G_{\text{ш.вых}}^{\text{инт(1)}}(\omega)$ и второго $G_{\text{ш.вых}}^{\text{инт(2)}}(\omega)$ типов. Из этих выражений следует оценка:

$$\frac{G_{\text{ш.вых}}^{\text{инт(2)}}}{G_{\text{ш.вых}}^{\text{инт(1)}}} \approx \frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{пом}}},$$

где $P_{\text{пом}}$ — мощность сосредоточенной помехи, $P_{\text{ш}}$ — суммарная мощность шума в полосе пропускания МШУ. Данная оценка справедлива как для интермодуляции помехи с внешним шумом, так и с собственным шумом МШУ. В первом случае $P_{\text{ш}}$ — суммарная мощность внешнего шума, во втором — суммарная мощность собственного шума. Поскольку рассматриваются помехи такой мощности, что $P_{\text{пом}} \gg P_{\text{ш}}$, то интермодуляцией второго типа можно пренебречь по сравнению с интермодуляцией первого типа. Можно утверждать, что данная закономерность имеет общий характер для всех типов МШУ, поскольку амплитуды интермодуляционных продуктов имеют единообразную зависимость от амплитуд взаимодействующих сигналов. Так например аналогичный вывод был сделан для ЛБВ [9].

Таким образом, при анализе ДКШ МШУ в структуре избыточных шумов, добавленных МШУ в основной канал приема, следует учитывать три составляющие:

1. Собственный шум, генерируемый МШУ в полосе ОКП.
2. Интермодуляционный шум типа $2\omega_{\text{пом}} - \omega_i$, образованный при взаимодействии помехи с

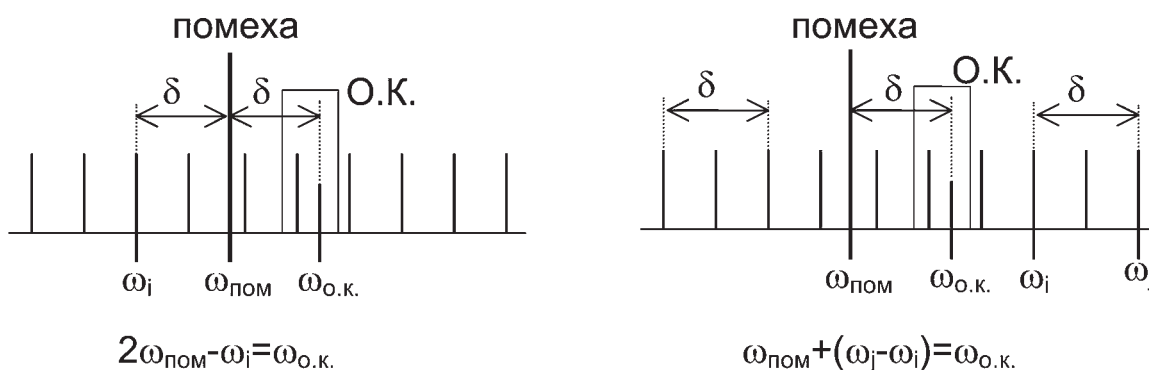


Рис. 4. Схема образования шумовых интермодуляционных составляющих третьего порядка

внешним шумом, поступающим на вход МШУ.

3. Интермодуляционный шум типа $2\omega_{\text{пом}} - \omega_r$, образованный при взаимодействии помехи с собственным шумом МШУ.

Интенсивности всех этих составляющих — функции мощности помехи.

5. БЛОКИРОВАНИЕ МШУ ПО ШУМАМ

Как показано выше, изменение чувствительности РПУ под действием внеполосной помехи в большинстве случаев практически полностью определяется эффектом блокирования МШУ по шумам, который состоит в изменении ДКШ $\tilde{F}_{\text{МШУ}}$ под действием помехи. Количественно этот эффект описывается коэффициентом блокирования МШУ по шумам [5], который определяется как отношение двухсигнального КШ усилителя при действии на его входе радиопомехи к КШ того же усилителя в отсутствии радиопомехи:

$$K_{6.ш} = \tilde{F}_{\text{МШУ}} / F_{\text{МШУ}}, \quad (18)$$

где $F_{\text{МШУ}}$ — линейный КШ МШУ, обозначавшийся выше как F_2 . Или в децибелах:

$$K_{6.ш} = 10 \lg(\tilde{F}_{\text{МШУ}} / F_{\text{МШУ}}).$$

Зависимости $\tilde{F}_{\text{МШУ}}$ или $K_{6.ш}$ от мощности помехи представляют собой амплитудные характеристики блокирования МШУ по шумам, типовой вид которых показан на рис. 5. С точки зрения ЭМС имеет значение допустимая мощность помехи $P_{\text{пом.доп.}}$, при которой МШУ способен исполнять свои функции в составе радиоприемника. Критерий, по которому определяется $P_{\text{пом.доп.}}$, состоит в соответствии данной величины заданному допустимому значению $K_{6.ш}$, как показано на рис. 5. Стандартом [5] порог восприимчивости МШУ по блокированию шумов $P_{\text{пом.доп.}}$ введен в ка-

честве одного из параметров ЭМС МШУ под названием «верхняя граница динамического диапазона (ВГДД) МШУ по блокированию шумов». Численные значения $P_{\text{пом.доп.}}$ устанавливаются по критерию: $K_{6.ш.доп} = 1\text{дБ}$ для усилителей с КШ $> 3\text{дБ}$ и $K_{6.ш.доп} = 0.5\text{дБ}$ для усилителей с КШ $\leq 3\text{дБ}$. ВГДД по блокированию шумов введен ГОСТом в числе трех важнейших параметров ЭМС МШУ, куда входят также ВГДД по блокированию усиления и ВГДД по интермодуляции третьего порядка. Минимальные значения параметров ЭМС в полосе пропускания МШУ регламентируются ГОСТом для основных типов выпускаемых МШУ.

При измерении амплитудных характеристик имеет значение частота полезного сигнала и частота помехи. Частота полезного сигнала обычно совпадает с центральной частотой полосы пропускания МШУ. Частота помехи является параметром амплитудной характеристики и для полноты картины требуется иметь семейство характеристик, измеренных или рассчитанных для разных частот помехи. Зависимости параметров ЭМС МШУ от частоты помехи приняты [5] в качестве характеристик ЭМС МШУ и называются характеристиками частотной избирательности (ХЧИ) по соответствующим нелинейным эффектам. Так в число ЭМС характеристик МШУ входит ХЧИ по блокированию шумов, представляющая собой зависимость $P_{\text{пом.доп.}}$ от частоты помехи $f_{\text{пом.}}$. Типовой вид этой зависимости представлен на рис. 6, где f_0 — центральная частота МШУ.

Существуют методики и измерительные комплексы, в том числе и автоматизированные, для измерения ДКШ и $K_{6.ш}$ [5, 26, 27]. Однако, измерительные методы применимы

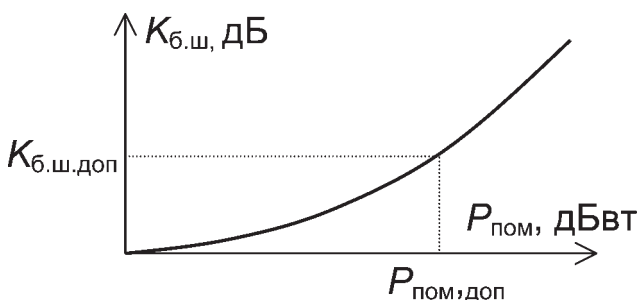


Рис. 5. Амплитудная характеристика блокирования МШУ по шумам

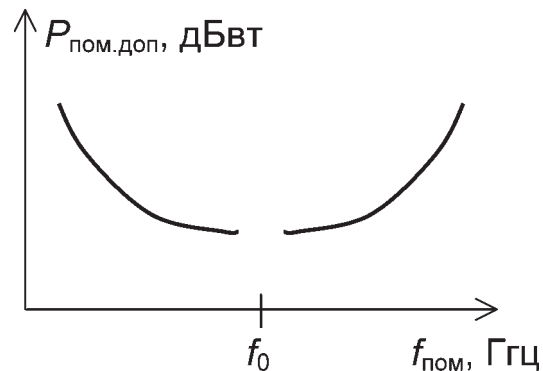


Рис. 6. ХЧИ по блокированию шумов

только к готовым изделиям. На этапах научных исследований и конструкторских разработок необходимо использовать теоретические методы. Все эти методы, исходя из определения ДКШ, основаны на расчете выходных шумов МШУ в полосе ОКП в присутствии внеполосной помехи. Влияние интенсивной помехи на выходные шумы различных типов МШУ исследовалось в работах [9, 10, 23, 24]. Поскольку работа этих усилителей основана на разных физических принципах, исследование каждого из них предполагает использование своих моделей и методов их анализа. В целом исследование шумов МШУ в условиях действия помех представляется весьма сложной задачей. Однако практически эта задача оказывается того же порядка трудности, что и анализ других многосигнальных нелинейных эффектов, таких как блокирование по усилению и интермодуляция. Действительно, если установлены источники собственных шумов усилителя и использована шумовая модель в виде суммы случайных синусоид [25], то задача расчета выходных шумов решается в рамках того же аппарата, что и задача анализа двухсигнального взаимодействия, решаемая при исследовании блокирования и интермодуляции. Так для транзисторных усилителей [10, 24], модели которых представляются в виде эквивалентных схем с сосредоточенными элементами, весьма эффективным оказывается метод функциональных рядов Вольтерра [11].

Приведем некоторые соотношения, необходимые при анализе эффекта блокирования по шумам. Так для расчетов удобно ввести коэффициент блокирования по избыточным шумам:

$$K_{б.ш.}^* = (\tilde{F}_{МШУ} - 1) / (F_{МШУ} - 1),$$

который легко пересчитывается в $K_{б.ш.}$ (18) как

$$K_{б.ш.} = \frac{K_{б.ш.}^* (F_{МШУ} - 1) + 1}{F_{МШУ}}, \quad (19)$$

но значительно более удобен для расчетов и допускает более наглядную физическую интерпретацию, поскольку выводит из рассмотрения внешние шумы, усиливаемые МШУ.

Используя определения линейного КШ (12) и ДКШ (17), нетрудно показать, что

$$K_{б.ш.}^* = \frac{P_{ш.вых.2н}^{соб} + P_{ш.вых.2н}^{инт}}{P_{ш.вых.2н}^{соб}(P_{пом} = 0)} \cdot \frac{1}{K_{бл}} \quad (20)$$

где $P_{ш.вых.2н}^{соб}(P_{пом} = 0)$ — номинальная мощность шумов на выходе МШУ в отсутствие помехи, а

$$K_{бл} = K_{МШУ} / K_{МШУ}(P_{пом} = 0)$$

— коэффициент блокирования МШУ по усилению [5], $K_{МШУ}$ и $K_{МШУ}(P_{пом} = 0)$ — коэффициенты передачи МШУ по мощности соответственно в присутствии помехи и в ее отсутствие.

Первый сомножитель в формуле (20) представляет собой отношение мощности избыточных шумов на выходе МШУ в присутствии помехи к мощности избыточных шумов в линейном случае и называется коэффициентом подавления избыточных шумов:

$$K_{п} = \frac{P_{ш.вых.2н}^{изб}}{P_{ш.вых.2н}^{изб}(P_{пом} = 0)} = \frac{P_{ш.вых.2н}^{соб} + P_{ш.вых.2н}^{инт}}{P_{ш.вых.2н}^{соб}(P_{пом} = 0)}.$$

Использование этого коэффициента позволяет записать коэффициент блокирования по избыточным шумам в простой форме, допускающей простую физическую интерпретацию:

$$K_{б.ш.}^* = \frac{K_{п}}{K_{бл}}. \quad (21)$$

Из выражения (21) следует, что блокирование по шумам имеет место только в силу того, что $K_{п} \neq K_{бл}$, то есть физический механизм этого явления заключается в различной степени подавления помехой полезного сигнала и шума, вносимого усилителем. Очевидно, такое различие должно иметь место в силу различной природы полезного сигнала и избыточных шумов, а также в силу различия механизмов их нелинейного взаимодействия с интенсивной помехой. Исследования, проведенные для ЛБВ [9] и транзисторных усилителей [10], показали, что под действием интенсивной помехи уровень собственных шумов на выходе усилителя уменьшается, имеет место эффект подавления собственного шума усилителя. Причем, этот эффект менее выражен, чем подавление полезного сигнала. Если характеризовать этот эффект коэффициентом подавления собственного шума

$$K_{п}^{соб} = P_{ш.вых.2н}^{соб} / P_{ш.вых.2н}^{соб}(P_{пом} = 0),$$

то всегда $K_{п}^{соб} > K_{бл}$. Поскольку на выходе усилителя к собственным добавляются интермодуляционные шумы, так что $K_{п}^{соб} > K_{бл}$, то

подавно выполняется неравенство $K_{\text{п}} > K_{\text{бл}}$. Таким образом, $K_{\text{б.ш}}^* > 1$, то есть под действием внеполосной помехи ДКШ усилителя возрастает. Рассмотренные закономерности имеют место как для ЛБВ, так и для транзисторных МШУ, и, по-видимому, носят общий характер. Рисунок 7 иллюстрирует суть механизма блокирования усилителя по шумам на примере типовых зависимостей, полученных расчетным путем для МШУ на НЕМТ-транзисторе [24]. При пересчете $K_{\text{б.ш}}^*$ в $K_{\text{б.ш}}$ по формуле (19) предполагалось, что линейный КШ усилителя $F_{\text{МШУ}}$ составляет 2 дБ.

6. ВЛИЯНИЕ БЛОКИРОВАНИЯ МШУ ПО ШУМАМ НА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОПРИЕМНИКА

На рис. 7 показаны типичные амплитудные характеристики блокирования МШУ, полученные на основе материалов статьи [24]. Покажем, как с помощью этих характеристик может быть произведена оценка чувствительности радиоприемника, находящегося под воздействием блокирующей помехи. Используем для этого коэффициент изменения чувствительности радиоприемника

$$\mu = P_{\text{с.вх}} / P_{\text{с.вх}}(P_{\text{пом}} = 0),$$

где $P_{\text{с.вх}}$ и $P_{\text{с.вх}}(P_{\text{пом}} = 0)$ — мощности входного сигнала приемника, соответствующие его чувствительности в случае действия помехи и в ее отсутствие. В соответствии с выражениями (15) и (18),

$$\mu \approx \tilde{F}_{\text{МШУ}} / F_{\text{МШУ}} = K_{\text{б.ш}}. \tag{22}$$

Исходя из требований ГОСТа [5] предельно допустимой мощностью помехи по рис. 7 следует считать -37 дБВт, при которой $K_{\text{б.ш}}$ достигает величины 0.5 дБ. Для большей наглядности примера рассмотрим изменение чувствительности приемника при более высокой мощности помехи -35 дБВт на входе МШУ, когда $K_{\text{бл}} \approx -3\text{дБ}$ и $K_{\text{б.ш}} \approx 1\text{дБ}$. При такой помехе ухудшение чувствительности, рассчитанное по формуле (22), составляет $\mu = 1.26$ или в децибелах $\mu = 1\text{дБ}$.

Изменение чувствительности радиоприемника прямо влияет на важнейшие параметры радиосистем, например, на дальность действия РЛС. Коэффициент уменьшения дальности РЛС выражается через параметр μ как [2]:

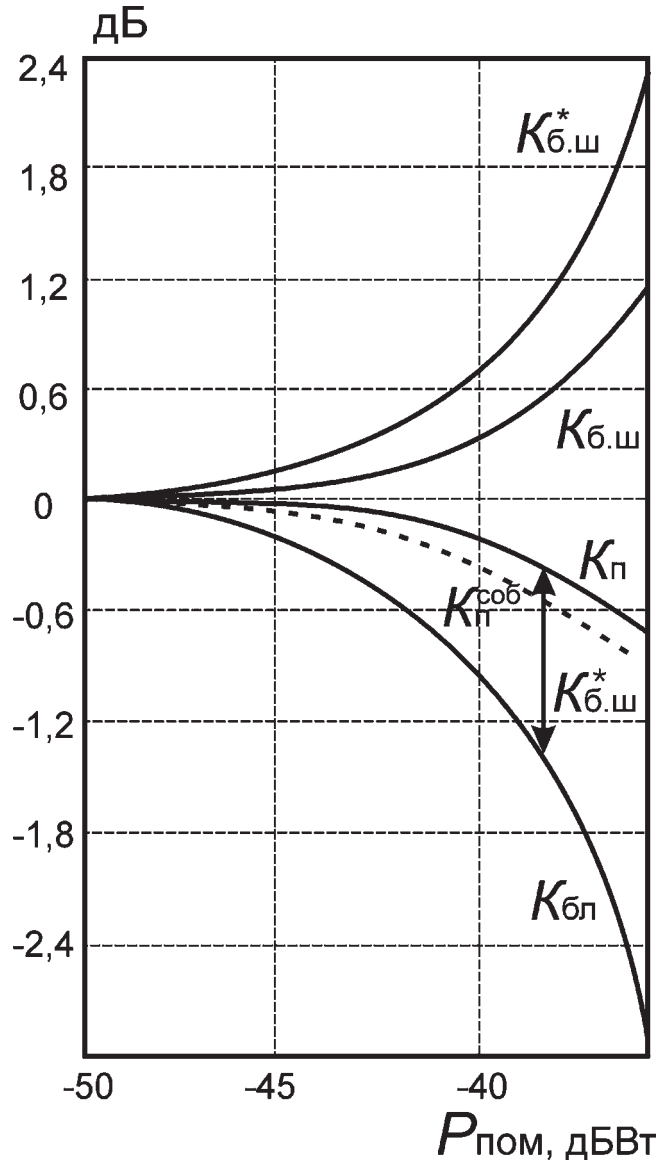


Рис. 7. Амплитудные характеристики блокирования МШУ

$$K_{\text{уд}} = 10^{-\frac{\mu, \text{дБ}}{40}}.$$

В рассмотренном выше примере $K_{\text{уд}} = 0.94$, то есть ухудшение чувствительности приемника на 1 дБ приведет к снижению дальности действия РЛС до 0.94 от номинального значения.

7. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Блокирование приводит к изменению отношения сигнал/шум на выходе радиоприемника и, следовательно, к изменению его чувствительности. Для характеристики этого явления следует использовать понятие двухсигнального коэффициента шума — коэффици-

ента шума в присутствии внеполосной помехи. В современных супергетеродинных приемниках СВЧ чувствительность определяется в основном коэффициентом шума МШУ. Поэтому основное значение для оценки чувствительности радиоприемника в условиях блокирования имеет расчет или измерение ДКШ МШУ.

Определение ДКШ формально сходно с определением линейного КП. Существенное отличие заключается в природе и структуре шумов на выходе МШУ. В условиях блокирования к усиленным внешним шумам и собственным шумам МШУ в основном канале приема добавляются интермодуляционные шумы, образованные за счет нелинейного взаимодействия помехи с собственными и внешними шумами. Все составляющие выходного шума зависят от мощности помехи. Наибольшую сложность для расчетов представляют интермодуляционные составляющие шума. Показано, что основная часть мощности интермодуляционных шумов представляет собой мощность составляющих третьего порядка типа $2\omega_{\text{пом}} - \omega_{\text{ш}}$, образованных помехой как с внешним, так и с внутренним шумом.

Решающее значение в ухудшении чувствительности радиоприемника под действием внеполосной помехи играет явление блокирования МШУ по шумам. Это явление включает в себя изменение внешних и собственных шумов МШУ под действием помехи, а также появление в полосе приемника интермодуляционных шумов за счет нелинейного взаимодействия помехи с внешними и собственными шумами МШУ. Разработанная система параметров и характеристик позволяет количественно описывать блокирование по шумам МШУ. На численном примере продемонстрировано применение параметров и характеристик блокирования МШУ по шумам для оценки изменения чувствительности радиоприемника под действием внеполосной помехи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Князев А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. — М.: Радио и связь, 1984. — 336 с.
2. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. / Под ред. И. П. Сапгира. Комментари А. Д. Князева. — М.: Сов. радио, 1977. — Вып. 1. — 348 с.
3. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем / В. И. Владимиров, А. Л. Докторов, Ф. В. Елизаров и др.; Под ред. Н. М. Царькова. — М.: Радио и связь, 1985. — 258 с.
4. ГОСТ 23611-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения.
5. ГОСТ 29180-91. Совместимость технических средств электромагнитная. Приборы СВЧ. Усилители малошумящие. Параметры и характеристики. Методы измерений.
6. Голубев В.Н. Эффективная избирательность радиоприемных устройств. — М.: Связь, 1978. — 240 с.
7. Чельшиев В.Д. Приемные радиоцентры. — М.: Связь, 1975. — 264 с.
8. Алгазинов Э.К., Бобрешов А.М. Коэффициент шума приемника при наличии помех // Радиотехника. — 1980. — Т. 35. № 6. — С. 35—36.
9. Алгазинов Э.К., Бобрешов А.М. Теоретический анализ усиления в ЛБВ многочастотного сигнала на фоне шумов // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. — 1981. — Т. 24. № 12. — С. 3—9.
10. Алгазинов Э.К., Бобрешов А.М., Аверина Л.И. Изменение шумов в усилителе на полевом транзисторе в нелинейном режиме // Радиотехника и электроника. — 1996. — Т. 41. № 11. — С. 1386—1389.
11. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. — М.: Связь, 1980. — 280 с.
12. Алгазинов Э.К., Мнойн В.И. Характеристики входного СВЧ-усилителя, влияющие на помехозащищенность приемной системы // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. — 1981. — Вып. 2 (326). — С. 3—7.
13. Алгазинов Э.К., Мнойн В.И. Входные усилители СВЧ в свете требований электромагнитной совместимости(обзор) // Радиотехника. — 1985. — № 8. — С. 3—13.
14. Клич С.М. Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников. — М.: Сов. радио, 1973. — 320 с.
15. Радиоприемные устройства / Под ред. В. И. Сифорова. — М.: Сов. радио, 1974. — 560 с.
16. Смогилев К.А., Вознесенский И.В., Филиппов Л.А. Радиоприемники СВЧ. — М.: Воениздат, 1967. — 556 с.
17. Крохин В.В. Элементы радиоприемных устройств сверхвысоких частот. — М.: Сов. радио, 1964. — 694 с.
18. Крейнгель Н.С. Шумовые параметры радиоприемных устройств. — Л.: Энергия, 1969. — 168 с.
19. Белоусов А.П., Каменецкий Ю.А. Коэффициент шума. — М.: Радио и связь, 1981. — 112 с.

20. Белоусов А.П. Расчет коэффициента шума радиоприемников. — М.: Оборонгиз, 1959. — 136 с.

21. Сифоров В.И. Радиоприемники сверхвысоких частот. — М.: Военное издательство МО СССР, 1955. — 596 с.

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

23. Алгазинов Э.К., Нестеренко Ю.Н., Будзинский Ю.А. Характеристики помехозащищенности входного электростатического усилителя // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. — 1986. — Вып. 9 (393). — С. 17—23.

24. Бобрешов А.М., Аверина Л.И., Лопатин А.И. Моделирование малощумящего усилителя на НЕМТ-транзисторе // Вестник Воронежского

государственного университета. Сер. физика, математика. — 2001. — № 1. — С. 11—24.

25. Современная радиолокация (анализ, расчет и проектирование систем): Пер. с англ. / Под ред. Ю. Б. Кобзарева. — М.: Сов. радио, 1969. — 704 с.

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

27. Алгазинов Э.К., Бажанов А.С., Бобрешов А.М., Дыбой А.В., Нестеренко Ю.Н. Автоматизированное измерение характеристик электромагнитной совместимости малощумящих усилителей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. — 2000. — Вып. 1. — С. 98—108.