

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА

УДК 621.396.677; 621.397.671

НИЗКОЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИОННАЯ ЗАЩИТА СЛУЧАЙНЫХ АНТЕНН

О. Н. Маслов, заведующий кафедрой ЭИС ПГУТИ, д.т.н.; maslov@psati.ru

Анализируется возможность совместного применения аддитивных и мультипликативных помех для информационной защиты случайных антенн (СА). Рассмотрены нелинейный и квазилинейные варианты реализации низкоэнергетической системы защиты конфиденциальной информации в СА. Дана оценка эффективности и экологической безопасности предлагаемого способа информационной защиты СА.

Ключевые слова: случайные антенны, защита конфиденциальной информации, аддитивные и мультипликативные помехи.

Введение. Комплексный подход к проектированию систем активной защиты (САЗ) конфиденциальной информации (КИ) коммерческого назначения требует максимального использования их достоинств и минимизации недостатков, к числу которых относится опасность САЗ для окружающей среды по фактору неионизирующего электромагнитного излучения. Интенсивные преднамеренные помехи, применяемые в САЗ, негативным образом влияют на здоровье персонала и пользователей КИ, а также ухудшают электромагнитную совместимость (ЭМС) оборудования, предназначенного для приема, передачи, обработки и хранения КИ, которое размещается на объектах защиты. Поэтому разработчикам САЗ имеет смысл «конструировать» низкоэнергетические помехи, добываясь от них необходимого локального и позитивного для защиты КИ эффекта.

Цель работы — анализ возможностей, которые дает совместное применение помех различного вида (шумовых, имитирующих, аддитивных, мультипликативных) с пониженными уровнями мощности для обеспечения информационной защиты комплексов случайных антенн (СА), излучающих и принимающих сигналы, содержащие КИ (далее — КИ-сигналы). Под СА будем понимать любые преобразователи и переизлучатели КИ-сигнала — как сосредоточенные (устройства для передачи, приема, хранения и обработки КИ; вспомогательное оборудование; ЭВМ; бытовые приборы и т.д.), так и распределенные в пространстве (кабели, провода, трубы, токопроводящие конструкции зданий), которые в целом представляют собой обширный класс антенн с уникальными свойствами [1—4]. Мощным средством исследования СА является компьютерный метод статистического имитационного моделирования (СИМ). Назначение САЗ КИ — активная защита КИ от утечки через СА в окружающую среду (для краткости далее будем использовать термин САЗ СА) с учетом обеспечения ЭМС и безопасности САЗ.

Модели перспективных САЗ СА. Начнем с вербального моделирования САЗ СА с тем, чтобы затем перейти к математическим, имитационным компьютерным и физическим моделям их компонентов (элементов и подсистем). Первый этап вербального моделирования сводится к определению требований к САЗ, обусловленных спецификой защищае-

мых СА. Согласно классификации [1—3], среди подлежащих информационной защите СА будем различать сосредоточенные и распределенные в пространстве СА, имеющие в своем составе как линейные, так и нелинейные элементы. Аналогичным образом множество активных помех, используемых в САЗ, разделим на аддитивные и мультипликативные (АП и МП), шумовые и имитирующие, а также возникающие за счет интермодуляционного (ИМ) преобразования на нелинейных элементах СА. Будем также исходить из того, что методы и средства пассивной защиты КИ не способны обеспечить требуемые характеристики ее защиты, как с точки зрения «устранения» каналов утечки КИ (с помощью которых злоумышленник получает несанкционированный доступ к КИ посредством СА), так и по другим причинам (конструктивным, организационно-техническим, экономическим [4]). Особенно это относится к САЗ мобильных инфокоммуникационных объектов повышенной важности [5].

На втором этапе, при конкретизации требований к САЗ СА, отметим, что их достоинства хорошо известны: путем воздействия на технические средства перехвата (ТСП) КИ, принадлежащие *потенциальному злоумышленнику* (недобросовестный конкурент, хакер, обиженный сотрудник, террорист и т.п.), они «разрушают» каналы возможной утечки КИ (резко снижают их пропускную способность), что дает как социальный (при ликвидации террористических угроз), так и весомый экономический (при обеспечении безопасности бизнеса) эффект. Недостатки типовых САЗ, во-первых, связаны с тем, что преднамеренные АП должны обладать достаточно большой интенсивностью, чтобы повлиять на режим работы ТСП, что чревато снижением комфорта для персонала и пользователей КИ по информационным и эколого-эргономическим показателям. Во-вторых, технический прогресс в области перехвата и обработки КИ позволяет злоумышленнику использовать все более совершенные ТСП, практическую эффективность применения которых проектировщику САЗ СА даже спрогнозировать бывает достаточно трудно. В-третьих, при креативном формировании злоумышленником составных (комплексных и комбинированных) каналов утечки КИ типовых методов защиты может быть недостаточно и от создателей САЗ требуются адекватно нестандартные научно-технологические решения.

В итоге можно сформулировать «двойное» требование к перспективным САЗ СА: с одной стороны, они должны быть низкоэнергетическими в смысле использования помех с минимальными уровнями воздействия на окружающую среду (персонал, население, пользователи КИ и принадлежащее им оборудование). С другой стороны, помехи САЗ должны обеспечивать необходимое (максимально возможное) «разрушение» каналов утечки КИ даже при ис-

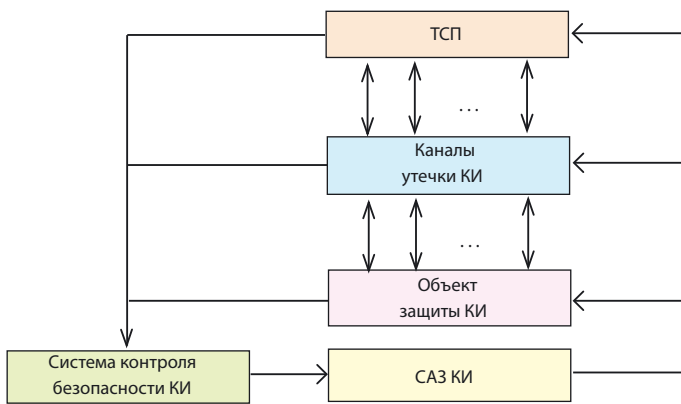


Рис. 1

пользовании ТСП с потенциально достижимыми техническими характеристиками. В соответствии с изложенным, третий этап вербального моделирования САЗ СА связан с выбором между двумя основными вариантами ее реализации, согласно терминологии [6]: нелинейным, где применение АП и МП сопровождается ярко выраженными ИМ-эффектами, и линейным (квазилинейным) эффектом на основе перемножителя (балансного модулятора) и случайной линии задержки.

Схема применения САЗ КИ представлена на рис. 1: к объекту защиты КИ через каналы утечки КИ (см. классификацию в [7]) здесь «подключены» ТСП; САЗ управляется системой контроля безопасности КИ, которая получает и обрабатывает служебную КИ «внутреннего» назначения, фиксирующую признаки: работы ТСП, наличия каналов утечки КИ, других отклонений от нормального режима работы объекта защиты КИ [5]; сама САЗ способна воздействовать и на объект защиты, и на ТСП, и на каналы утечки КИ.

Схема моделирования САЗ СА, которая включает модели всех элементов схемы на рис. 1, за исключением системы контроля безопасности КИ, является основой для разработки схемы компьютерного СИМ-эксперимента, необходи-

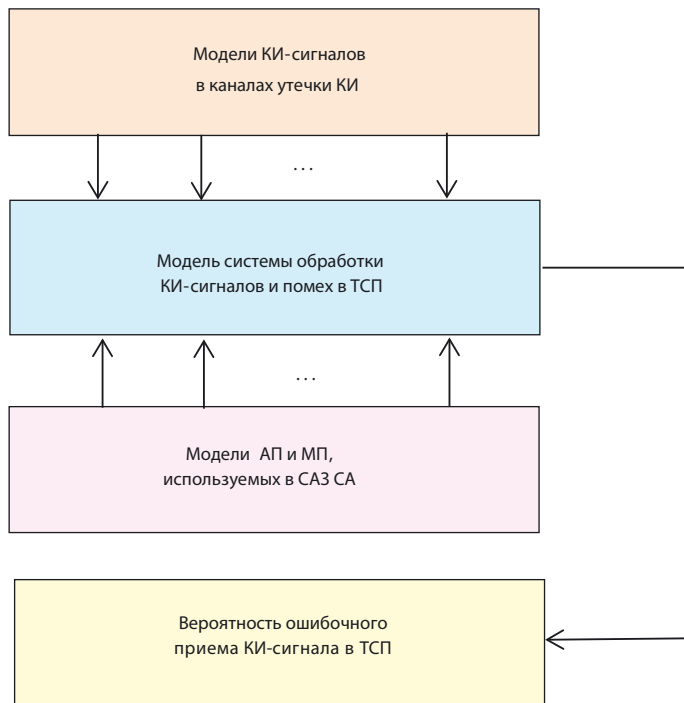


Рис. 2

мого для анализа сравнительной эффективности вариантов реализации низкоэнергетической САЗ (см. рис. 2), а также схемы установки для физического моделирования САЗ в лабораторных условиях (см. рис. 3). Схема СИМ-эксперимента на рис. 2 предполагает математическое и имитационное моделирование сигналов, присутствующих в каналах утечки КИ; системы обработки КИ-сигналов и помех в ТСП, а также преднамеренных АП и МП, используемых в САЗ с помощью компьютерной СИМ-модели расчетно-измерительного комплекса, входящего в состав универсального лабораторного стенда для исследования СА [3]. Результатом СИМ-эксперимента являются массивы значений вероятности ошибочного приема КИ-сигнала при заданных сочетаниях, характеристиках и числовых параметрах используемых АП и МП, а также способах их совместной с КИ-сигналом обработки в ТСП. Представленные вербальные модели позволяют перейти к математическому, а также к компьютерному и физическому моделированию САЗ СА.

Результаты физического моделирования САЗ СА. Схема установки для исследования нелинейного варианта реализации САЗ с применением стохастической амплитудной модуляции представлена на рис. 3. Объектом защиты здесь является распределенная СА в виде фрагмента цепи заземления аппаратуры связи. В качестве источника гармониче-

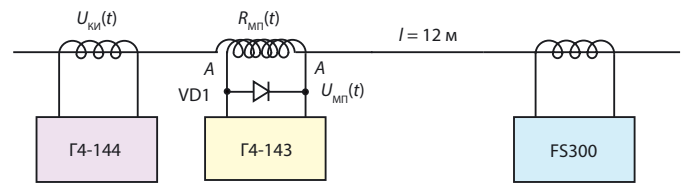


Рис. 3

ческого тестового КИ-сигнала $U_{ки}(t)$ выступает генератор Г4-144; источником «накачки» (далее без кавычек) нелинейного элемента (диода VD1) является генератор Г4-143, подключенный к СА через трансформатор в точках А-А; измерительный прибор (анализатор спектра FS300 производства Rode & Schwarz) удален по тракту СА на расстояние $l = 12$ м от генераторов.

Работа САЗ сводится к внесению в тракт СА под воздействием управляющего напряжения $U_{мп}(t)$ сопротивления $R_{мп}(t)$, благодаря чему имеет место в общем случае стохастическая, а в лабораторных условиях — детермини-

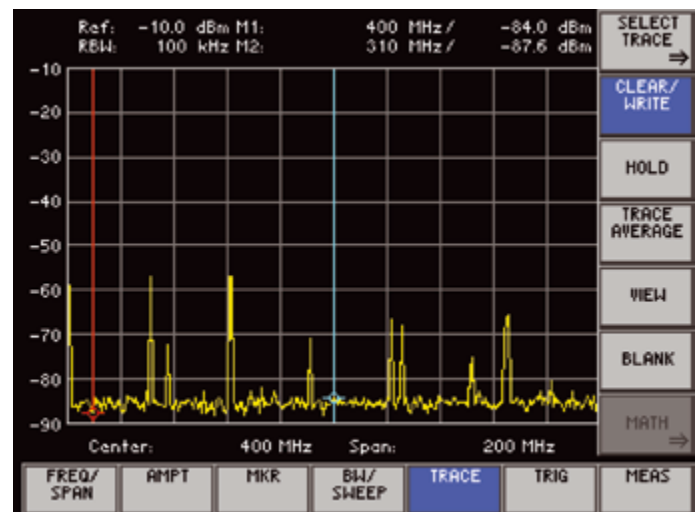


Рис. 4

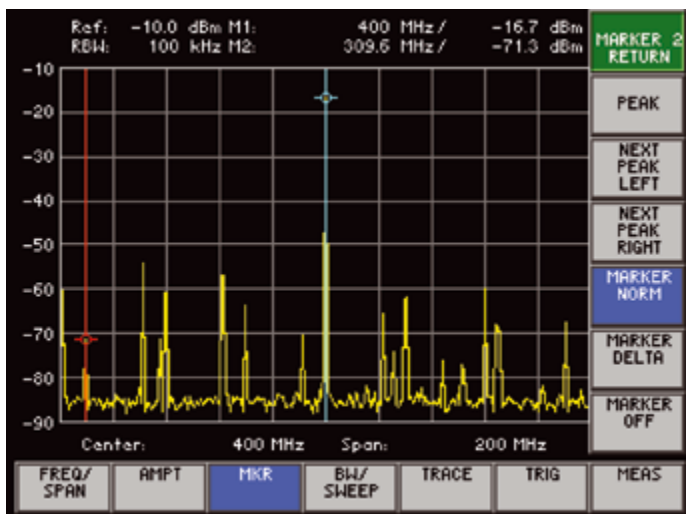


Рис. 5

рованная амплитудная модуляция, сопровождаемая ИМ-взаимодействием КИ-сигнала и сигнала накачки. На рис. 4 показана спектрограмма сигнала в распределенной СА, соответствующая воздействию на нелинейный элемент VD1 тестового сигнала накачки с частотой 30 МГц: над уровнем общего фона здесь отчетливо видны дискретные гармоники частоты накачки. Спектрограмма на рис. 5 соответствует подключению к СА генератора тестового КИ-сигнала с частотой 400 МГц (отмечен вертикальной риской в центре); здесь появились нижние и верхние ИМ-составляющие II порядка (370 и 430 МГц); III порядка (340 и 460 МГц) и IV порядка (310 и 490 МГц) соответственно. Данные рис. 4, 5 позволяют определить специфику нелинейного варианта реализации САЗ СА. В многократно усложненном и усиленном виде они проявляются при использовании вместо гармонических сигналов реальных КИ-сигнала и сигнала накачки.

Нелинейный вариант САЗ. Рассмотрим тестовый случай воздействия на нелинейный элемент, характеристика которого описывается полиномом третьей степени с коэффициентами $\alpha_1; \alpha_2; \alpha_3$, сигнала накачки $U_n \cos \omega_n t$ и гармонического КИ-сигнала $U_c \cos \omega_c t$, когда сигналы на входе и выходе данного элемента будут равны, соответственно

$$U_{вх}(t) = U_c \cos \omega_c t + U_n \cos \omega_n t; \tag{1}$$

$$U_{вых}(t) = \alpha_1 U_{вх}(t) + \alpha_2 U_{вх}^2(t) + \alpha_3 U_{вх}^3(t).$$

Выполнив тригонометрические преобразования, получим на выходе низкочастотную составляющую КИ-сигнала (ее частоту условно обозначим как Ω), исходный КИ-сигнал с частотой ω_c и сигнал частоты накачки с частотой ω_n , а также продукты их совместного ИМ-преобразования, частоты и уровни (амплитуды) которых представлены в табл. 1.

Анализ содержания таблицы позволяет установить следующее:

- исходную № 1 низкочастотную составляющую КИ-сигнала $U_c(\Omega)$, которая фигурирует в таблице в виде U_c^2 , можно считать «закрытой» сигналом накачки U_n^2 , если он представляет собой шумовую или имитирующую АП;
- составляющие № 5 и № 7, которые представляют собой вторую и третью гармоники сигнала накачки, защите не подлежат, так как они лишены КИ-содержания;
- составляющие № 4 и № 6, представляющие собой вторую и третью гармоники КИ-сигнала, транспортируют

в СА КИ, характер искажения которой определяется отличием U_c^2 и U_c^3 от U_c ;

- составляющая № 2 с частотой ω_c содержит КИ-сигнал в неискаженном виде U_c и в искаженном виде U_c^3 , которые не «закрыты» сигналом накачки, а также в составе слагаемого $U_c U_n^2$, «закрытом» МП, где могут возникать проблемы с обеспечением защиты КИ, если $\alpha_3 \ll \alpha_1$;
- составляющая № 3 с частотой сигнала накачки содержит КИ-сигнал в виде U_c^2 , который также можно считать «закрытым» сигналом накачки, выступающим здесь, во-первых, как МП в составе слагаемого $U_n U_c^2$, и во-вторых, как АП в виде U_n и U_n^3 ;
- в ИМ-составляющих II порядка № 8 и № 9 КИ-сигнал в неискаженном виде U_c «закрыт» МП вида U_n ;
- в ИМ-составляющих III порядка № 10 и № 11 КИ-сигнал в искаженном виде U_c^2 «закрыт» МП вида U_n ;
- в ИМ-составляющих III порядка № 12 и № 13 КИ-сигнал в неискаженном виде U_c «закрыт» МП вида U_n^2 .

Таким образом, если режим работы СА соответствует характеру нелинейности $\alpha_1 \gg \alpha_2; \alpha_3$, ожидаемая эффективность МП будет невысокой, и САЗ может обеспечивать защиту КИ только за счет сигнала накачки U_n , выступающего в роли АП. Если же $\alpha_2 \gg \alpha_1; \alpha_3$, то САЗ сможет эффективно работать, напротив, только благодаря сигналу накачки U_n , выступающему в роли МП. Отсюда следует первый вывод: если по уровню U_n и U_c достаточны для того, чтобы нелинейный элемент в составе СА работал на параболическом участке своей характеристики, сигнал накачки будет представлять собой преимущественно МП, если же работа идет

Таблица 1

№ п/п	ИМ-продукт	Частота	Амплитуда
1	Низкочастотная составляющая	Ω	$\alpha_2 \frac{1}{2} U_c^2 + \alpha_2 \frac{1}{2} U_n^2$
2	КИ-сигнал	ω_c	$\alpha_1 U_c + \alpha_3 \frac{3}{4} U_c^3 + \alpha_3 \frac{3}{2} U_c U_n^2$
3	Сигнал накачки	ω_n	$\alpha_1 U_n + \alpha_3 \frac{3}{4} U_n^3 + \alpha_3 \frac{3}{2} U_n U_c^2$
4	2-я гармоника КИ-сигнала	$2\omega_c$	$\alpha_2 \frac{1}{2} U_c^2$
5	2-я гармоника сигнала накачки	$2\omega_n$	$\alpha_2 \frac{1}{2} U_n^2$
6	3-я гармоника КИ-сигнала	$3\omega_c$	$\alpha_3 \frac{1}{4} U_c^3$
7	3-я гармоника сигнала накачки	$3\omega_n$	$\alpha_3 \frac{1}{4} U_n^3$
8	ИМ-составляющие II порядка	$\omega_c + \omega_n$	$\alpha_2 U_c U_n$
9		$\omega_c - \omega_n$	$\alpha_2 U_c U_n$
10		$2\omega_c + \omega_n$	$\alpha_3 \frac{3}{4} U_c^2 U_n$
11		$2\omega_c - \omega_n$	$\alpha_3 \frac{3}{4} U_c^2 U_n$
12		$2\omega_n + \omega_c$	$\alpha_3 \frac{3}{4} U_n^2 U_c$
13		$2\omega_n - \omega_c$	$\alpha_3 \frac{3}{4} U_n^2 U_c$

на линейном участке, сигнал накачки будет являться преимущественно АП.

Второй вывод следует из первого и касается особенностей работы СА в разных режимах. Если режим «больших» сигналов U_n и U_c в (1) можно считать эквивалентным случаю $\alpha_2 \gg \alpha_1; \alpha_3$, а режим «малых» сигналов — условию $\alpha_1 \gg \alpha_2; \alpha_3$, то переносить выводы о достигнутой степени защиты КИ на объекте по результатам тестовых измерений, выполненных в режиме «больших» сигналов, на присущий реальным объектам режим «малых» сигналов (см. методику [8]) без дополнительного анализа нельзя. Практическую важность данного результата трудно переоценить.

Линейный вариант САЗ — перемножитель. Согласно схеме на рис. 3 здесь возможны два частных случая: когда $U_{МП}(t)$ вносит в СА активное сопротивление $R_{МП}(t)$ (изменяющее уровень КИ-сигнала, что эквивалентно реализации стохастической амплитудной модуляции) и реактивное сопротивление $X_{МП}(t)$, что эквивалентно внесению в тракт СА случайной временной задержки τ (мгновенные значения которой можно пересчитать при реализации стохастической фазовой модуляции в случайные фазовые сдвиги квазигармонического КИ-сигнала, а при стохастической частотной модуляции — в аналогичные изменения его частоты). Воспользуемся результатами [6] анализа энергетических соотношений в линейных системах типа перемножителя (балансного модулятора) и случайной линии задержки стационарных в широком смысле случайных процессов для прогнозирования эффективности САЗ.

Если передаточная функция перемножителя представляет собой $K(t) = K_{МП} U_n(t)$, где коэффициент $K_{МП}$ по аналогии с α_1 в нелинейной САЗ, не зависит от частоты, а на входы перемножителя поступают стохастические КИ-сигнал $U_c(t)$ и сигнал накачки $U_n(t)$, то $U_{вых}(t) = K_{МП} U_c(t) U_n(t)$ и связь соответствующих им корреляционных функций $B(\tau)$ будет отражать формула $B_{вых}(\tau) = K_{МП}^2 B_c(\tau) B_n(\tau)$. Это означает, что КИ-сигнал на выходе перемножителя будет «закрывать» сигналом накачки $U_n(t)$, выступающим в роли МП.

По аналогии с нелинейной САЗ рассмотрим далее тестовую гармонику КИ-сигнала $U_c \cos \omega_c t$ — в данном случае энергетический спектр (ЭС) сигнала на выходе перемножителя $G_{вых}(\omega)$, не зависящий от распределения фазы данной гармоники, будет равен $G_{вых}(\omega) = (K_{МП} U_c^2 / 4) G_n(\omega - \omega_c)$, где $G_n(\omega - \omega_c)$ — ЭС сигнала накачки, «смещенный по оси частот на величину ω_c » [6]. Поскольку ЭС сигнала накачки предполагается симметричным в области $\omega [-\infty; \infty]$, перемножитель здесь, во-первых, реализует стохастическую амплитудную модуляцию, эквивалентную МП, а во-вторых, создает в тракте СА искусственные замирания сигнала с амплитудно-временными и, добавим, в общем случае также частотными характеристиками, которые определяются свойствами сигнала накачки $U_n(t)$. Взаимодействие

Таблица 2

Частота	Уровень составляющей ЭС	Примечание
ω_1	$G_n(\omega_1) + G_n(\omega_c)$	—
ω_c	$G_0(\omega_c) + G_n(\omega_1) + G_n(\omega_c) + G_n(2\omega_c)$	—
$\omega_2 - \omega_c$	$G_n(\omega_1) + G_n(\omega_2 - \omega_c) + G_n(\omega_2 - 2\omega_c)$	правее — скачок вниз на $G_n(\omega_2)$
ω_2	$G_n(\omega_2) + G_n(\omega_2 - \omega_c)$	правее — скачок вниз на $G_n(\omega_2)$
$\omega_2 + \omega_c$	$G_n(\omega_2)$	правее — скачок вниз до нуля

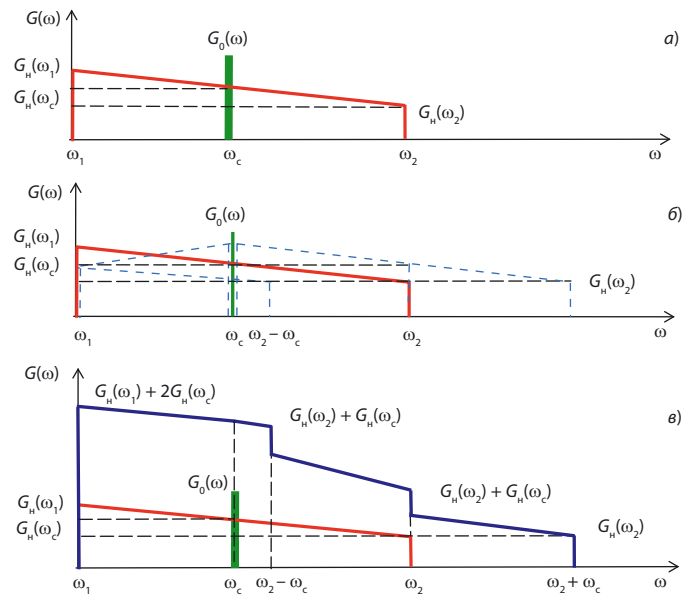


Рис. 6

ЭС $G_0(\omega_c)$ гармоники КИ-сигнала с частотой ω_c и ЭС $G_n(\omega)$ шумового (шумоподобного) сигнала накачки в полосе частот $\omega[\omega_1; \omega_2]$ отражает схема, представленная на рис. 6.

На рис. 6, а представлены исходные ЭС гармоники КИ-сигнала $G_0(\omega_c)$ и ЭС шумового сигнала $G_n(\omega)$, поступающие на вход перемножителя в полосе частот $\omega[\omega_1; \omega_2]$. Рис. 6, б иллюстрирует процесс формирования ЭС сигнала со стохастической амплитудной модуляцией на выходе перемножителя (точечные линии) для заданных $G_0(\omega_c)$ и $G_n(\omega)$, которые показаны сплошными линиями. На рис. 6, в приведен ЭС суммарного сигнала на выходе перемножителя (верхний сплошной график), соответствующий заданным $G_0(\omega_c)$ и $G_n(\omega)$. Параметры ЭС сигнала на выходе перемножителя указаны в табл. 2.

Из данных рис. 6 и табл. 2 видно, во-первых, что ЭС суммарного сигнала на выходе перемножителя занимает существенно более широкую полосу частот $\omega[\omega_1; \omega_c + \omega_2]$ по сравнению с полосой частот $\omega[\omega_1; \omega_2]$ исходного ЭС сигнала накачки. Во-вторых, что он существенно отличается по форме от ЭС сигнала накачки и по уровню на частоте ω_c от ЭС гармоники КИ-сигнала. В-третьих, что показанное на рис. 6 превышение уровнями ЭС суммарного сигнала (см. верхний график на рис. 6, в) уровнями $G_0(\omega_c)$ и $G_n(\omega)$ возможно только за счет увеличения отдачи генератора накачки. В противном случае будет иметь место перераспределение мощности между компонентами трех указанных ЭС, что существенно «подсадит» их по уровню.

Подтверждением тому служат экспериментальные спектрограммы, представленные на рис. 7: нижняя кривая — уровни $G_n(\omega)$ в полосе частот до 3 ГГц (фактически до

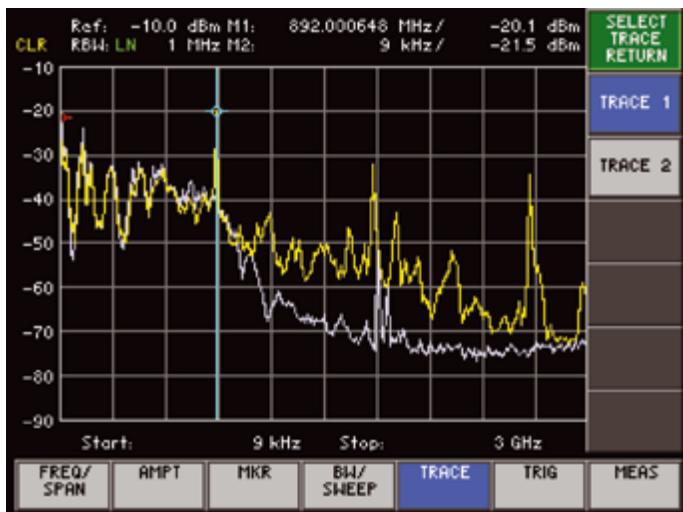


Рис. 7

1,2 ГГц); вертикальной риской отмечен ЭС $G_0(\omega_c)$ гармонического сигнала накачки на частоте 890 МГц; верхний график — суммарный ЭС выходного сигнала. Видно, что расширение ЭС сигнала накачки за счет более высоких частот действительно имеет место, однако в реальных условиях оно сопровождается ростом уровней ЭС не на всех, а только на частотах, превышающих 1 ГГц, а также ИМ-эффектами, наиболее ярко выраженными на частотах 1,9; 2,2 и 2,7 ГГц.

Линейный вариант САЗ — линия задержки. Если детерминированная передаточная функция линии задержки представляет собой $K(\omega; \tau) = K(\omega) \exp[-j\omega \tau(U_n)]$, то в формуле для ЭС будет фигурировать параметр $K^2(\omega; \tau) = K^2(\omega)$, и тогда $G_{\text{вых}}(\omega) = K^2(\omega) G_{\text{вх}}(\omega)$, поскольку на ЭС выходного сигнала фазово-временные характеристики линии задержки не влияют никак [6]. Если же, например, $K(\omega; \tau)$ является случайной функцией ввиду того, что $\tau(U_n)$ представляет собой нормальный процесс с нулевым средним, дисперсией σ_n^2 и коэффициентом автокорреляции $R_n(\tau)$, то

$$G_{\text{вых}}(\omega) = G_{\text{вх}}(\omega) \exp\{-\sigma_n^2 [1 - R_n(\tau)] \omega^2\}. \quad (2)$$

Очевидно, что здесь путем управления параметрами σ_n^2 и $R_n(\tau)$ с помощью сигнала накачки $U_n(t)$ можно существенно изменять форму ЭС $G_{\text{вых}}(\omega)$ КИ-сигнала на выходе линии задержки относительно его ЭС $G_{\text{вх}}(\omega)$ на входе в интересах защиты КИ. В тестовом случае прохождения через линию задержки гармоники КИ-сигнала с амплитудой U_c и частотой ω_c ЭС сигнала на выходе представляет собой

$$G_{\text{вых}}(\omega) = \pi U_c^2 \exp(-\sigma_n^2 \omega_c^2) \delta(\omega - \omega_c) + U_c^2 \exp(-\sigma_n^2 \omega_c^2) \int_0^\infty \{ \exp[\sigma_n^2 \omega_0^2 R_n(\tau)] - 1 \} \cos[(\omega - \omega_c)\tau] d\tau, \quad (3)$$

где $\delta(\omega - \omega_c)$ — дельта-функция Дирака. Далее, согласно [6], следует различать два режима: $\sigma_n^2 \omega_c^2 \gg 1$, аналогичный случаю «большого сигнала» в нелинейной САЗ, и $\sigma_n^2 \omega_c^2 \ll 1$, соответствующий «малому сигналу». В первом режиме дискретной составляющей в (3) можно пренебречь и после разложения $R_n(\tau)$ в ряд Тейлора в итоге

$$G_{\text{вых}}(\omega) \approx (U_c^2 \sqrt{\pi} / \sqrt{2} \sigma_n \omega_c \omega_1) \times \exp[-(\omega - \omega_c)^2 / 2\sigma_n^2 \omega_c^2 \omega_1^2], \quad (4)$$

где обозначено $\omega_1^2 = -R_n''(0)$. Поскольку, вне зависимости от формы ЭС сигнала накачки (определяющего свойства временной задержки τ), «гауссовский» ЭС выходного сигнала существенно отличается здесь от ЭС тестовой гармоники U_c^2 , сигнал накачки можно считать МП (аналогично режиму «большого сигнала» в нелинейной САЗ), эффективно разрушающей КИ-сигнал.

Во втором режиме экспонента под интегралом в (3) заменяется первым членом ее разложения в ряд, после чего

$$G_{\text{вых}}(\omega) \approx \pi U_c^2 \exp(-\sigma_n^2 \omega_c^2) \delta(\omega - \omega_c) + (U_c^2 \omega_c^2 / 2) G_n(\omega - \omega_c), \quad (5)$$

т.е. в данном случае $U_n(t)$ «работает» в качестве АП (аналогично режиму «малого сигнала» в нелинейной САЗ) и разрушает ЭС КИ-сигнала, смещенный по частоте на ω_c и умноженный на $\pi \exp(-\sigma_n^2 \omega_c^2)$, за счет добавки к нему ЭС сигнала накачки $G_n(\omega - \omega_c)$, умноженного на $U_c^2 \omega_c^2 / 2$.

Согласно [9], линейные варианты САЗ являются более сложными для реализации по сравнению с нелинейными. В этой связи схему защиты СА на рис. 3 можно признать удачным компромиссным решением, если удастся выполнить ее так, чтобы она удовлетворяла требованиям, предъявляемым к перспективным САЗ КИ коммерческого назначения [7, 8, 10].

Исходные данные и критерии для оценки результатов моделирования. Поскольку при вербальном моделировании САЗ СА была подчеркнута важность энергетических соотношений, первый критерий для соответствующей количественной оценки может быть получен из анализа ЭС

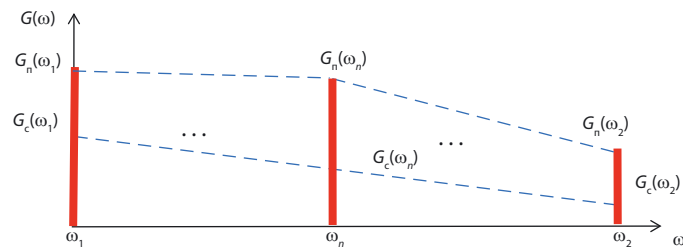


Рис. 8

КИ-сигнала $G_c(\omega)$, по аналогии с рис. 6 в схематичном виде показанного нижней штриховой линией на рис. 8, и помехи $G_n(\omega)$, показанного верхней штриховой линией на рис. 8.

Отметим, во-первых, что здесь $G_c(\omega)$ представляет собой достаточно сложную пространственно-временную функцию, поскольку источниками утечки КИ-сигнала во внешнюю среду в разные моменты времени могут быть разные элементы СС (модули аппаратуры, блоки ЭВМ и т.п.), разнесенные в пространстве на значительные расстояния. Во-вторых, при разных вариантах реализации САЗ КИ и разных конструкциях СА пространственно-временные зависимости $G_c(\omega)$ и $G_n(\omega)$ могут быть как близкими друг другу, так и различающимися между собой.

В-третьих, если $G_c(\omega)$ и $G_n(\omega)$ в области $\omega[\omega_1; \omega_2]$ можно дискретизировать одинаковым образом: чтобы значения дискретных частот ω_n на рис. 8 для обоих ЭС совпадали, то универсальным критерием эффективности САЗ КИ является условие

$$\chi = G_n(\omega_n) / G_c(\omega_n) \geq \chi_n, \quad (6)$$

где χ_n — нормативное значение коэффициента превышения «помеха/сигнал» для компонента КИ-сигнала с частотой

Таблица 4

Номер варианта	Способ приема КИ-сигнала	$w_1(z)$	$\chi_{МП} = p_{ош}^{МП} / p_{ош}^0$
1	Некогерентный прием ОФТ и ЧТ	Равномерный закон при $z_1 = k_z z_2$	$\frac{\exp[\alpha z_2(1-k_z)] - 1}{\alpha z_2(1-k_z)}$
2	Когерентный прием ОФТ и ЧТ		$\frac{\pi\{\exp[4\alpha z_2(1-k_z)/\pi] - 1\}}{4\alpha z_2(1-k_z)}$
3	Некогерентный прием ОФТ	Односторонний нормальный закон при $z_0 = z_2$ и $z_1 = k_z z_2$	$\exp\left(\frac{\sigma^2}{2}\right) \times \frac{\Phi\left(\frac{\sigma}{\sqrt{2}}\right) - \Phi\left[\frac{\sigma^2 - z_2(1-k_z)}{\sqrt{2}\sigma}\right]}{\Phi\left[\frac{z_2(1-k_z)}{\sqrt{2}\sigma}\right]}$

той ω_n . Простой и «прозрачный» критерий (6) соответствует методике [3, 4, 8] и допускает учет динамики и различий в пространственных свойствах $G_c(\omega)$ и $G_n(\omega)$ при проектировании САЗ СА.

Второй критерий, основанный на оценке информационного ущерба для ТСП, рассмотрим на примере САЗ-перемножителя при внесении в СА активного сопротивления $R_{МП}(t)$, что эквивалентно стохастической амплитудной модуляции (искусственным замираниям КИ-сигнала) под воздействием МП. Согласно [11, 12], при наличии «медленных» относительно длительности элемента КИ-сигнала изменений $R_{МП}(t)$ под воздействием $U_{МП}(t)$ в схеме на рис. 3 помехоустойчивость одиночного приема определяется вероятностью ошибки

$$p_{ош}^{МП} = \int_{z_1}^{z_2} p_{ош}^0(z) w_1(z) dz, \quad z [z_1; z_2], \quad (7)$$

где $p_{ош}^0(z)$ — вероятность ошибки при отсутствии МП (далее просто $p_{ош}^0$); $w_1(z)$ — плотность распределения вероятности, соответствующая закону изменения коэффициента передачи канала утечки КИ вследствие МП; $z = h^2$ — среднее значение отношения «сигнал/шум». При некогерентном одиночном приеме $p_{ош}^0 = 0,5\exp(-\alpha z)$, где значение α определяется видом модуляции сигнала (для ОФТ $\alpha = 1$; для ЧТ $\alpha = 1/2$); при когерентном приеме $p_{ош}^0 = 0,5[1 - \Phi(\sqrt{\alpha z})]$, где $\Phi(\sqrt{\alpha z})$ — функция Крампа [12]. В качестве $w_1(z)$ в [13] рассмотрены равномерный закон $w_1(z) = 1/[z_2 - z_1]$ и усеченный нормальный закон $w_1(z) = A_N^{-1} \exp[-(z - z_0)^2 / 2\sigma^2]$, где z_0 и σ — числовые параметры закона; A_N — коэффициент нормировки в пределах $z [z_1; z_2]$.

Исходные данные для расчета «выигрыша» (далее без кавычек) $\chi_{МП} = p_{ош}^{МП} / p_{ош}^0$ в помехоустойчивости несанкционированного приема КИ-сигналов, который достигается за счет применения МП в САЗ СА, в зависимости от коэффициента $k_z = z_1 / z_2$ и других параметров $w_1(z)$ для трех типовых вариантов представлены в табл. 4.

Из таблицы видно, что расчетные зависимости выигрыша для ОФТ ($\alpha = 1$, вариант № 1) и ЧТ ($\alpha = 1/2$, вариант № 2) будут отличаться друг от друга только масштабом по оси значений $z = h^2$. Анализ также показывает [13], что способ приема КИ-сигнала мало влияет на $\chi_{МП}(k_z)$. Поэтому для более громоздкой формы записи одностороннего нормального закона ограничимся случаем некогерентного приема ОФТ (вариант № 3), чтобы оценить влияние неравномерного характера $w_1(z)$ на указанный выигрыш.

Результаты расчетов представлены в табл. 5 в виде зависимостей $\chi_{МП}(k_z)$ для вариантов, указанных в табл. 4. Приводимые рядом в одной строке значения z_2 и $\chi_{МП}^{0,1}$ соответствуют вероятности ошибочного приема КИ-сигнала $p_{ош}^0 = 0,1$; аналогичные значения $\chi_{МП}^{0,01}$ — вероятности $p_{ош}^0 = 0,01$. Параметр одностороннего нормального закона для варианта № 3 принят равным $\sigma = \sqrt{2}/2$. Из данных табл. 5 видно, что, вне зависимости от вида модуляции КИ-сигнала и способа его приема, создаваемые с помощью МП искусственные замирания существенно увеличивают вероятность его ошибочного приема в ТСП. При этом во всех рассматриваемых ситуациях главным фактором эффективного «разрушения» канала утечки КИ-сигнала является расширение динамического диапазона $z [z_1; z_2]$ МП, поскольку максимальный выигрыш $\chi_{МП}$ здесь всегда имеет место при $z_1 = 0$ как при равномерном, так и при неравномерном законе $w_1(z)$.

Таблица 5

Номер варианта	z_2	k_z	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1
1	1,610	$\chi_{МП}^{0,1}$	2,486	2,038	1,685	1,404	1,180	1
	3,912	$\chi_{МП}^{0,01}$	12,526	6,989	4,028	2,417	1,152	1
2	0,720	$\chi_{МП}^{0,1}$	1,638	1,477	1,333	1,209	1,095	1
	2,528	$\chi_{МП}^{0,01}$	7,465	4,716	3,056	2,041	1,406	1
3	1,610	$\chi_{МП}^{0,1}$	2,413	2,028	1,618	1,517	1,213	1
	3,912	$\chi_{МП}^{0,01}$	9,539	5,943	3,762	2,346	1,489	1

Кратко остановимся на оценке эффективности САЗ СА в виде линии задержки. Главным отличием данного варианта от САЗ-перемножителя является взаимодействие между КИ-сигналом и имитационной помехой, поступающими на вход ТСП подобно тому, как это имеет место при межканальной и межсимвольной интерференции (МСИ) на линиях связи. Поскольку в САЗ (см. рис. 3) прямое прохождение КИ-сигнала в ТСП имеет место практически всегда, чтобы организовать такую искусственную МСИ при защите СА достаточно обеспечить воздействие на ТСП в качестве имитирующей помехи сигнала, максимально близкого по свойствам КИ-сигналу, но лишённого его информационного содержания и сдвинутого во времени на относительную величину $d = \tau_c / T_c$, где τ_c — время задержки; T_c — длительность единичной посылки КИ-сигнала. Оценить ожидаемый выигрыш можно по методике [14], полагая, в первом приближении, что вероятность ошибочного приема КИ-сигналов при искусственной МСИ будет такая же, как в радиоканалах, обладающих естественной МСИ вследствие многолучевости и рассеяния. Воспользуемся соотношениями для радиоканала с рассеянием при некогерентном приеме сигнала с МСИ:

$$p_{\text{ош}}^0 = \sum_{n=1}^4 P_n / 4; \quad P_n = \frac{1}{2 + W_n}; \quad W_1 = h^2; \\ W_2 = h^2 \frac{1 - 2\eta_M}{1 + \pi h^2 \eta_M^2 / 2}; \quad W_3 = W_4 = h^2 \frac{1 - \eta_M}{1 + \pi h^2 \eta_M^2 / 4}; \quad (8) \\ \eta_M = 2d / \pi^{3/2},$$

где h^2 — среднее отношение «сигнал/шум» на входе ТСП; $\eta_M \leq 1/2$, так как для используемой модели радиоканала $\tau_c \leq 1,4 T_c$. При отсутствии МСИ ($d = 0$) $p_{\text{ош}}^0 = \frac{1}{2 + h^2}$; при максимальной МСИ ($\eta_M = 1/2$) из (8) следует $W_2 = 0$; $W_3 = W_4 = \frac{8h^2}{16 + \pi h^2}$, что при $h^2 \rightarrow \infty$ дает несократимую вероятность ошибки $p_{\text{ош}}^0 = \frac{\pi/4}{4 + \pi}$. Наличие несократимой

вероятности $p_{\text{ош}}^0 \approx 0,2 \dots 0,5$ при совместном воздействии на ТСП шумовой АП и имитирующей помехи с уровнями 0,1...1 от уровня КИ-сигнала, подтверждают также результаты, полученные с помощью метода СИМ [15].

Ожидаемое снижение пропускной способности канала утечки КИ за счет искусственной МСИ существенно превышает выигрыши $\chi_{\text{МП}}$, представленные в табл. 5, вплоть до несократимой вероятности $p_{\text{ош}}^0 \rightarrow 0,5$. Если же добиваться такой вероятности ошибки не нужно, проектировщик САЗ СА может снизить электромагнитную энергетическую нагрузку на окружающую среду, сочетая применение МП и МСИ для заданного значения $p_{\text{ош}}^0$.

Выводы. Результатом вербального моделирования САЗ СА является выбор между двумя основными вариантами ее реализации: нелинейным, где применение АП и МП сопровождается ярко выраженными ИМ-эффектами, и квазилинейным эффектом на основе перемножителя (балансного модулятора) и случайной линии задержки. При нелинейном варианте реализации САЗ в случае $\alpha_1 \gg \alpha_2$; α_3 ожидаемая эффективность МП невелика и САЗ может обеспечивать защиту КИ только за счет сигнала накачки U_n , выступающего в роли АП. При условии $\alpha_2 \gg \alpha_1$; α_3 САЗ способна эффективно работать благодаря сигналу накачки U_n , высту-

пающему в роли МП. Таким образом, если уровни U_n и U_c достаточны для того, чтобы СА с нелинейными элементами работала в режиме «больших» сигналов, U_n будет представлять собой преимущественно МП, тогда как в режиме «малых» сигналов — напротив, преимущественно АП. Воздействие АП и МП (как шумовых, так и имитирующих) на ТСП является принципиально разным, поэтому следует проявлять осторожность при переносе результатов тестовых измерений и выводов о достигнутой степени защиты КИ в режиме «больших» сигналов на присущий реальным объектам режим «малых» сигналов. Важное значение имеют исследование практических вариантов реализации линейных и нелинейных элементов САЗ, а также анализ электромагнитной безопасности САЗ СА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Маслов О.Н. Случайные антенны // Электросвязь. — 2006. — № 7. — С. 12—15.
2. Терминология в области защиты информации: справочник. — М.: Изд. ВНИИ «СТАНДАРТ», 1993. — 110 с.
3. Алышев Ю.В., Маслов О.Н., Раков А.С., Рябушкин А.В. Исследование случайных антенн методом статистического имитационного моделирования // Успехи современной радиоэлектроники. — 2008. — № 7. — С. 3—41.
4. Маслов О.Н. Применение метода статистического имитационного моделирования для исследования случайных антенн и проектирования систем активной защиты информации // Успехи современной радиоэлектроники. — 2011. — № 6. — С. 42—55.
5. Методы комплексного контроля безопасности информации на объектах телекоммуникационных систем органов государственного управления. — М.: Изд. УДП РФ, 2009. — 368 с.
6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. — М.: Сов. радио, 1969. — 752 с.
7. Бузов Г.А., Калинин С.В., Кондратьев А.В. Защита от утечки информации по техническим каналам. — М.: Горячая линия — Телеком, 2005. — 416 с.
8. Кондратьев А.П. Методология создания объектов информатизации различного назначения в защищенном исполнении // Защита информации. Инсайд. № 2, 2007. — С. 8—13.
9. Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. — Л.: Энергия, 1972. — 816 с.
10. Маслов О.Н. О моделировании риска принятия решений в области обеспечения информационной безопасности // Защита информации. Инсайд. № 4, 2011. — С. 16—20; № 5, 2011. — С. 12—15.
11. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. Радио, 1970. — 728 с.
12. Стейн С., Джонс Дж. Принципы современной теории связи их применение к передаче дискретных сообщений. Пер. с англ. — М.: Связь, 1971. — 376 с.
13. Маслов О.Н., Щербакова Т.А. Анализ и моделирование мультипликативных процессов // Радиотехника. — 2012. — № 6 — С. 101—105.
14. Маслов О.Н., Пашинцев В.П. Модели трансферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. — Самара: Изд. ПГУТИ, 2006. — 357 с.
15. Алышев Ю.В., Маслов О.Н. Тестирование модели измерительного комплекса для исследования случайных антенн // Инфокоммуникационные технологии. — 2009. — № 1. — Т. 7. — С. 67—72.

Получено после доработки 03.04.13