

УДК 621.396.969.3

## ОБОБЩЕННЫЙ ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ИНФОРМАЦИОННЫХ РАДИОСИСТЕМ

Амбарцумов К.С., Арефьев В.И., Гордеев В.А., Талалаев А.Б.  
ЗАО «РТИС ВКО», г. Тверь

---

*Поступила в редакцию 08.02.2015, после переработки 26.02.2015.*

---

Рассматривается обобщенная структурная схема информационных радиосистем, проводится функциональный анализ формирования и прохождения по ним сигналов, формулируются функциональные модели принимаемых сигналов в различных ситуациях: от самой общей, и соответственно сложной, до случая идеального канала. Обоснован выбор критерия качества сложных информационных радиосистем, представляющий их приспособленность для решения задачи минимизации потерь конечного продукта – полезной информации.

**Ключевые слова:** информационные радиосистемы, радиолокационный сигнал, преобразование сигнала, операторный подход.

*Вестник ТвГУ. Серия: Прикладная математика. 2015. № 1. С. 83–101.*

### Введение

Известно, что сигналы претерпевают в канале распространения ослабление, искажение, а также на них воздействуют помехи. Вторым фактором часто игнорируется или неадекватно учитывается создателями новых систем. На значимость соответствия информационных радиосистем (ИРС) условиям функционирования (УСФ), включая влияние среды распространения электромагнитных волн (ЭМВ), указано в работе [10] и других, посвященных проблемам статистической теории связи. Построенные на их основе ИРС в большинстве случаев соответствовали теоретическим ожиданиям с точки зрения требований к качеству функционирования. Однако на практике довольно часто, при сложных условиях распространения ЭМВ в неоднородных средах, наблюдаются произвольно большие отклонения от ожидаемых характеристик обнаружения, выделения и идентификации полезных сигналов. Иногда радиоприем становится вопреки ожиданиям вообще невозможным. Поэтому необходимо найти способы, позволяющие учесть искажения на трассах распространения радиосигналов.

Оптимальным называют радиоприемное устройство (РПУ), которое обеспечивает минимально возможную вероятность ошибки (максимально возможную вероятность правильного обнаружения сигнала от искомого объекта) –  $P_{\text{ош}}$  ( $P_{\text{обн}}$ ) в условиях, когда фаза и амплитуда сигнала в канале флуктуируют по известным законам распределения. Иногда на практике используют приближения к этим характеристикам – статистические частоты ошибок (обнаружений)  $P'_{\text{ош}}$  ( $P'_{\text{обн}}$ ). Однако РПУ, оптимальное при определенном законе распределения огибающей сигнала, уже не будет таковым при резком изменении параметров закона или изменении

его вида вообще. Адаптивный приемник в отсутствии сведений о статистических характеристиках сигнала, но при их относительно медленном изменении, позволяет непрерывно с определенной мерой точности оценивать их величины, что создает предпосылки для реализации корреляционного приема или согласованной фильтрации. Конечно, точного совпадения с оптимальным приемником не будет, так как параметры измерены с ошибками. Однако помехоустойчивость в заданных условиях в рамках статистической теории связи будет предельной. Реальный приемник - такой, в котором вместо корреляторов или согласованных фильтров используют обычные системы фильтрации, полоса пропускания которых в той или иной мере согласована с шириной спектра передаваемых сигналов.

Длительные наблюдения за тем, как осуществляются разработки ИРС различного назначения, приводят к выводам, что критерии их эффективности (весьма разнообразные) [2, 13, 15] и соответствующие способы обработки сигналов и синтеза систем, даже считающиеся адаптивными, формулируются в большинстве случаев как адекватные лишь частным случаям по УСФ ИРС. Это зачастую приводит к удовлетворению требований практики только в рамках конкретных условий. При отклонениях реальных УСФ от учтенных при разработке, происходят непрогнозируемые потери информации, что можно трактовать как снижение качества ИРС. Попытки разработки и построения адаптивных ИРС по сложным многоаспектным критериям эффективности зачастую приводят к значительному техническому усложнению и неприемлемому удорожанию систем, и не всегда приводят к повышению их качества и надежности [4, 7].

*Цель данной работы состоит в разработке алгоритмов учета преобразований, которые претерпевает радиолокационный сигнал в процессе распространения.*

Понятие «эффективность» применительно к ИРС является весьма неопределенным. Поэтому далее мы будем применять понятие «Качество информационных радиосистем», определяемое как мера потерь полезной информации в ИРС (назовем его – критерий «мининфо»).

Фактически во всех случаях применения «мининфо» речь будет идти об оценке качества ИРС с точки зрения приспособленности канала передачи (приема) сигналов в системе для решения задачи минимизации потерь полезной информации.

## 1. Анализ возможных преобразований сигнала

При разработке ИРС практически всегда применяется упрощение исходных данных (ИД) по УСФ или ввод допущений, необходимых чаще всего для преодоления трудностей анализа, моделирования и расчета. Практика показывает, что в большинстве случаев такие упрощения и допущения соответствуют требованиям адекватности лишь в относительно узкой области по условиям функционирования. Однако есть значительное число технических решений, где упрощения ИД по УСФ приводят к некорректности самой постановки задачи анализа и синтеза ИРС, к значительным ошибкам в выводах (с их продвижением в практическую область действий с печальными последствиями) и опять-таки к непрогнозируемым потерям информации в построенных таким образом ИРС [3, 4, 7].

Анализ любого относительно сложного явления (процесса) начинается, как правило, с построения его первичной структурно-логической модели. В данной

работе в основу анализа ИРС положена структурная схема таких систем в наиболее общем виде.

Авторы практически всех известных работ по этой проблеме полагают, что модели аппаратно–программных средств радиоприемных и радиопередающих устройств (РПУ и РПД) являются элементами канала, не искажающими излучаемые (передаваемые) информационные сигналы, а аддитивные помехи (АП) – либо шумовыми, либо сосредоточенными по спектру и статистически стационарными. Источниками мультипликативных помех (МП) считаются различные факторы, в том числе среда распространения сигнала. К таким МП-факторам относятся, например, взаимные мощные помехи радиосредств, случайные изменения коэффициента преломления и параметров турбулентности тропосферы, флуктуации состояния и движения локальных неоднородностей тропосферы, электронной концентрации и движения локальных неоднородностей ионосферы, отражения радиоволн от ионосферы, земной поверхности и сооружений, атмосферных и тропосферных турбулентных образований и т.п. Это достаточно полно описано во множестве работ по теории связи, электродинамике и радиотехнике [1, 6, 8, 9, 12, 16]. Указанные отражения имеют весьма многообразный характер, так называемой многолучевостью (многомодовостью) – дискретной и рассеянной, иначе говоря – диффузной. При излучении антенной передатчика сигнала в телесный угол, а также вследствие всегда имеющих место флуктуаций параметров среды (они также могут быть отнесены к указанным выше МП-факторам), в точку приема он приходит расщепленным на множество уже флуктуирующих (в общем случае независимо по любому параметру) «лучей» – т.н. мод распространения радиоволн, то есть, интерферирующих между собой векторов ЭМВ.

В случаях, когда можно пренебречь воздействием МП-факторов на полезный сигнал (ПС), в точке приема имеет место одна мода ЭМВ с энергетикой, значительно преобладающей над другими векторами, то есть, реализуется «канал с постоянными параметрами». В случаях, когда в точке приема появляются несколько мод ЭМВ с сопоставимой энергетикой, говорят о дискретном многолучевом распространении. Когда в точке приема образуется векторный спектр из множества сопоставимых друг с другом векторов ЭМВ, получается «канал с рассеянием по задержке». При этом надо иметь в виду, что и дискретная, и рассеянная (диффузная) многолучевость при стохастическом характере среды может иметь следствием не только интерференционные потери в энергетике принимаемого сигнала, но и его функциональные искажения по любому параметру: форма отклика, частотный спектр, задержка, поляризация и др. [5, 8, 9, 12, 16]. Когда эффективность борьбы с АП в основном определяется адекватностью выбора аппаратно-программных средств, то есть, фактически техническим качеством ИРС, то воздействие МП на сигнал, в силу их многообразия, в общем случае не позволяет построить РПУ и ИРС, адекватные в целом этому многообразию.

Частным случаем является ситуация, когда, помимо описанного помехового влияния, прохождение сигнала по трассе ИРС сопровождается различными тоже мультипликативно воздействующими возмущающими явлениями и (или) объектами: метеорный след, пролет самолета, ракетный старт, извержение вулкана и т.п. Они постоянно или эпизодически имеют место практически во всех радиосистемах, включая локацию и исследование различных сред методом зондирования. Для общности терминологии объекты наблюдения в радиолокации, акустике, диагно-

стике сред и т.п. будем называть возмущающими воздействиями (ВВ). Зачастую они имеют такое же происхождение, что и упомянутые выше факторы влияния среды распространения, но имеют иной характер воздействия на сигнал. К возмущающим воздействиям мы будем относить те явления на трассе канала ИРС, которым присущи собственные электрофизические свойства, характеризующиеся сдвигами и рассеянием падающей ЭМВ по основным параметрам в общем случае многомерной функции  $S_0(t, f, \tau, \theta \dots)$ , где  $t$  – время,  $f$  – частота,  $\tau$  – задержка,  $\theta$  – ракурс, то есть азимутальный угол между основным направлением распространения ЭМВ сигнала ИРС и основным направлением движения ВВ. Такие свойства ВВ можно описать как реакцию того или иного объекта (явления) на стандартные испытательные радиосигналы, описываемые функцией включения или  $\delta$ -функцией Дирака по тому или иному параметру. То есть, ВВ приводят к сдвигу по времени и (или) искажению формы отклика на радиоимпульс, или обуславливают расширение энергетического спектра и (или) сдвиг по частоте при монохроматическом сигнале. В этом случае такие сдвиги, искажения, расширение можно назвать «собственными» свойствами ВВ. На Рис. 1 показаны примеры воздействия ВВ на передачу импульсного и непрерывного монохроматического сигнала.

Поскольку эффективное излучение в пространство реальных РПД осуществляется в конечном телесном угле, то наиболее общая структурная модель системы должна отображать ситуацию, когда часть энергии сигнала поступает на приемную антенну после прохождения участков трассы распространения с присутствием ВВ, а часть – без ВВ.

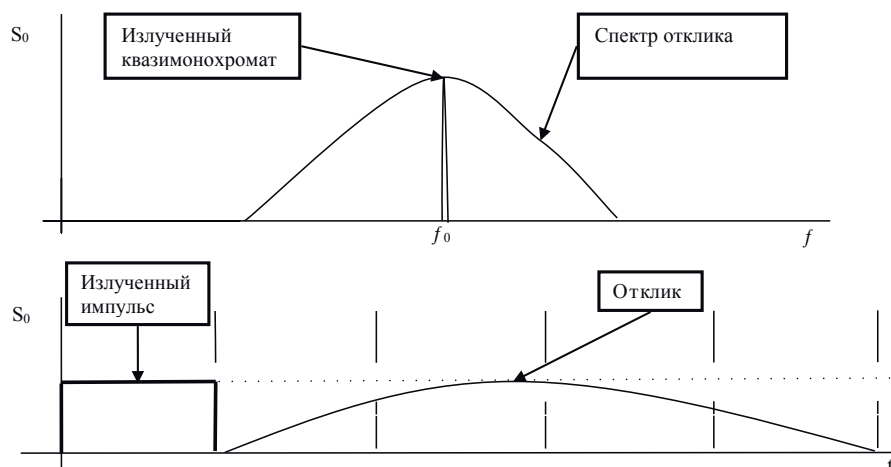


Рис. 1: Примеры «собственных» свойств ВВ

Будем рассматривать далее реализующиеся на практике варианты проявления на трассе возмущающих воздействий в виде двух моделей:

- ВВ-1 – возмущающие воздействия относительно кратковременного действия, обладающие на рабочей частоте ИРС собственными свойствами относительно-

но больших сдвигов и (или) рассеяния сигнала по одному или нескольким параметрам (как правило, это движущийся объект или следствие воздействия на электрофизические характеристики среды со стороны мощных природных или искусственных явлений);

- ВВ-2 – возмущающие воздействия относительно длительного действия, но обладающих свойствами сообщать сигналу заметно меньшие сдвиги и (или) рассеяние по тем же параметрам.

Промежуточные состояния ВВ всегда можно по комплексу их свойств и в зависимости от задач ИРС отнести к одной из этих моделей.

Надо отметить, что появление ВВ-1 на трассах ИРС следует считать событиями, не свойственными естественному долговременному состоянию информационных систем (ИНС). В силу указанных выше свойств они, как и ВВ-2, являются не только причиной энергетического помехового воздействия на принимаемый сигнал, но и источником таких искажений, которые могут вообще не позволить выделить ПС при приеме. Причиной такого ВВ, выражаясь математически, является, как будет показано далее, свертка их собственных электрофизических свойств, моделируемых функцией  $S_0$ , с излучаемым сигналом  $g$ . Надо сказать, что в одних случаях ВВ представляют собой помеху радиоприему, в других – исследуемое явление. В системах радиозондирования сред, радиолокации предмет исследований или обнаружения может рассматриваться как искомое ВВ. В радиолокации ВВ-1 может трактоваться как появление на трассе естественного или искусственного объекта, подлежащего обнаружению (исследованию) и обладающего относительно большой скоростью движения, воздействий вулканического извержения, метеорного потока и т.п. Можно считать, что ВВ-2 в радиолокации проявляются в основном в виде пассивных помех (ПП) – отражений излучаемого сигнала от различных объектов на трассе распространения (включая ионосферные неоднородности электронной концентрации, земную поверхность, возвышенности, строения). Характеристики ВВ обусловлены состоянием среды и условиями распространения радиоволн.

На Рис. 2 представлена инвариантная структурная схема канала ИРС в присутствии ВВ. Такая схема является обобщением представлений, введенных ранее в ряде работ [3, 10, 11, 15], и носит общий характер для всех видов ИРС, поскольку пространственно распределенные ВВ всегда можно представить в виде одного или совокупности локальных ВВ, эквивалентных по итоговому воздействию на сигнал. Здесь каждому  $i$ -му элементу ИРС (блоку схемы) присвоен интегральный оператор  $A_i$  ( $n$ -мерный в общем случае) воздействия на входной сигнал блока, характеризующий собственные электро- и радиофизические характеристики этого элемента. Между блоками схемы проставлены обозначения выходных сигналов – результатов преобразования сигнала каждым элементом канала.

На Рис. 2 отображены все основные физические процессы формирования выходных сигналов канала ИРС и в этом смысле является её структурно-физической моделью.

Необходимо заметить, что логика построения этой модели, вытекающая из допущений о наличии двух типов ВВ с указанными выше свойствами, приводит к оправданному упрощению схемы: будем полагать, что характеристики воздействия собственно среды на 1-м и 2-м участках трассы или одинаковы, или от-

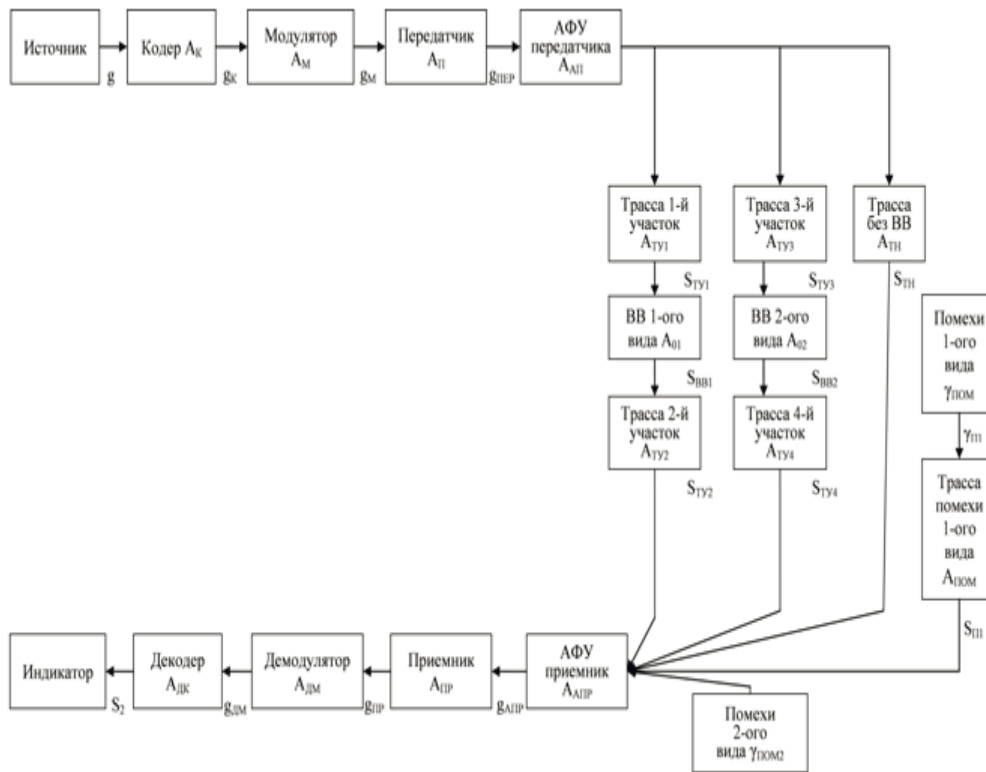


Рис. 2: Структурно-физическая модель ИРС

личаются лишь значениями затухания сигнала. То же самое можно допустить и в отношении 3-го и 4-го участков. Кроме того, аддитивные помехи 1-го и 2-го видов (т.е. обусловленные источниками, относительно удаленными от антенно-фидерного устройства (АФУ) радиоприемного устройства или расположенными соответственно вблизи от него) по результирующему воздействию на прием полезного сигнала могут быть представлены единой эквивалентной моделью. На Рис. 3 представлена модифицированная в соответствии с такими допущениями эквивалентная схема канала ИРС.

Применяемый далее метод функционального анализа (ФАн) позволяет в принципе учесть нелинейные эффекты в системе, что влечет за собой чрезвычайное усложнение функциональных соотношений, описывающих принимаемый сигнал, и не позволяет в общем случае выполнять моделирование и количественные оценки.

Без заметных погрешностей и без вреда для общности рассмотрения процессов формирования принимаемых сигналов в дальнейшем будем считать процесс рассеяния сигнала средой и (или) возмущающим воздействием линейным (что при достаточно малой энергетике сигналов всегда имеет место). То есть входному сигналу в виде  $\sum C_i S_{1i}$  (независимо от формы представления, частотной или

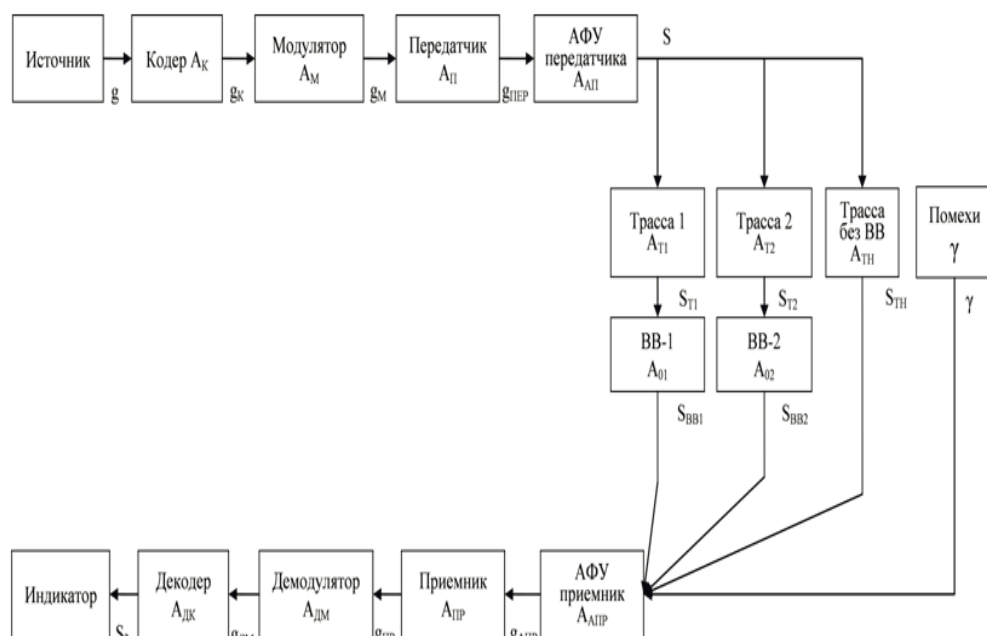


Рис. 3: Модифицированная структурно-физическая модель ИРС

временной) на выходе соответствует сигнал  $\sum C_i S_{2i}$ , где  $S_{2i}$  – итоговый сигнал взаимодействия, соответствующий  $S_{1i}$  [14]. Будем также предполагать отсутствие нелинейных эффектов в технических элементах ИРС, а операторы  $A_i$  элементов (блоков) схемы – считать линейными и независимыми.

С учетом сделанных выше допущений на Рис. 4 построена граф-схема возможных последовательностей преобразования сигнала источника  $g$  при его прохождении по каналу ИРС.

Номером (1) обозначен самый сложный и неблагоприятный вариант формирования выходного сигнала  $S_2$  системы. Номерами (2) – (9) обозначены другие (но не исчерпывающие возможный перечень) варианты ситуации на трассе:

№ (2) – канал с постоянными параметрами без ВВ;

№ (3) – канал с постоянными параметрами и присутствием ВВ того или иного вида;

№ (4) – канал с рассеянием на трассе и без ВВ;

№ (5) – канал с рассеянием на трассе и наличием ВВ того или иного вида;

№ (6) – канал без ВВ и рассеяния на трассе, но с флуктуациями сигнала;

№ (7) – канал без рассеяния на трассе, с флуктуациями сигнала, при наличии ВВ того или иного вида;

№ (8) – канал с постоянными параметрами в присутствии ВВ обоих типов;

№ (9) – канал без рассеяния на трассе, с флуктуациями сигнала, при наличии ВВ обоих типов.

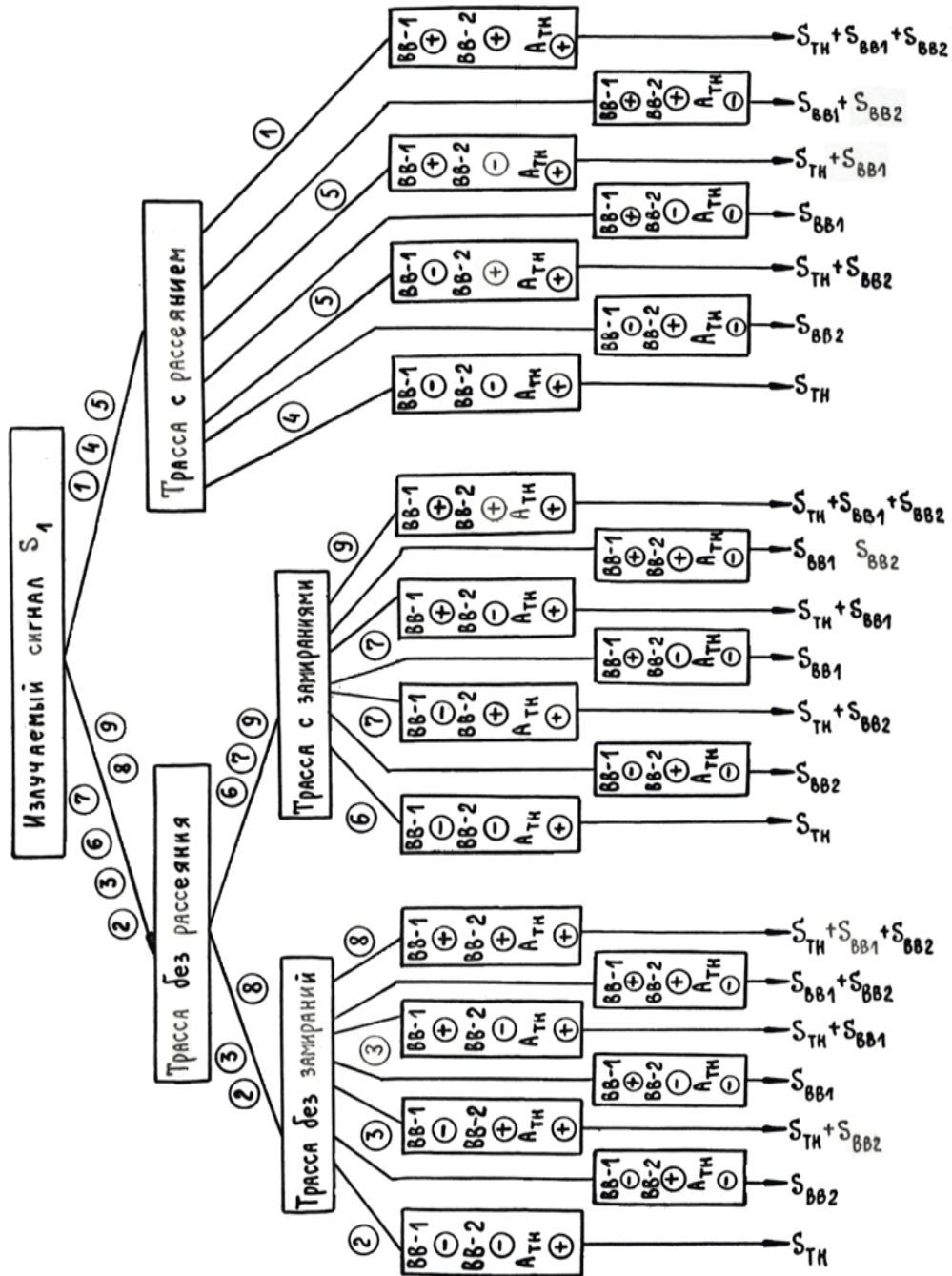


Рис. 4: Граф-схема возможных преобразований сигнала



На Рис. 4 наличие или отсутствие ВВ на трассе распространения радиоволн обозначено знаками (+) или (-) соответственно. Таким же образом обозначается наличие или отсутствие преобразования сигнала оператором  $A_{ТН}$  (прямого прохождения сигнала от передающего устройства к приемному по трассе без ВВ). Ниже выполнен функциональный анализ формирования выходного сигнала ИРС в некоторых из указанных на Рис. 4 ситуациях.

## 2. Алгоритмы учета преобразований радиосигналов

### 2.1 Формирование выходного сигнала в общем случае (вариант № 1)

Сигнал источника  $g \in G$  ( $G$  – конечное множество  $\{g\}$ ) преобразуется каждым оператором  $A_i$ , отождествляющимся с  $i$ -ым элементом системы и действующим из пространства входных функций ( $g_{вхi} \in \Phi_{вхi}$ ) в пространство выходных функций  $i$ -го элемента ИРС ( $g_{выхi} \in \Phi_{выхi}$ ), причем  $\Phi_{вхi} \in L_2$ ,  $\Phi_{выхi} \in L_2$ .

В соответствии с такой предпосылкой сигнал на выходе кодера  $g_k \in \Phi_k$  ( $\Phi_k$  – множество возможных выходных функций кодера) представляется в виде

$$g_k = A_k g. \quad (1)$$

Далее, аналогично, с учетом сделанных ранее оговорок о линейности и независимости всех операторов в соответствии со схемой ИРС Рис. 3, получаем следующее:

– сигнал на выходе антенны передатчика АП (излучаемый):

$$S_1 = A_{АП} g_{ПЕР} = A_{АП}(A_{П}(A_{М}(A_{К}g))); \quad (2)$$

– сигнал, прошедший трассу 1 после ВВ-1 (на входе приемной антенны):

$$S_{ВВ1} = A_{01}(A_{Т1}(A_{АП}(A_{П}(A_{М}(A_{К}g))))) , \quad (3)$$

где  $A_{01}$  – оператор ( $n$ -мерный в общем случае) воздействия ВВ-1 на входной сигнал;

– сигнал на входе приемной антенны, прошедший участок трассы без ВВ:

$$S_{ТН} = A_{ТН} S_1 = A_{ТН}(A_{АП}(A_{П}(A_{М}(A_{К}g)))); \quad (4)$$

– сигналы аддитивных помех (АП) считаем заданными на входе приемной антенны функционалом  $\gamma$ ;

– сигнал  $S_{ВВ2}$  формируется аналогично  $S_{ВВ1}$  и записывается подобно (3), но со своими индексами:

$$S_{ВВ2} = A_{02}(A_{Т2}(A_{АП}(A_{П}(A_{М}(A_{К}g))))) , \quad (5)$$

где  $A_{02}$  – оператор ( $n$ -мерный в общем случае) воздействия ВВ-2 на входной сигнал.

Итоговый сигнал на входе приемника:

$$g_{АПР} = A_{АПР}(S_{ВВ1} + S_{ВВ2} + S_{ТН} + \gamma) = (A_{01}(A_{Т1}(A_{АП}(A_{П}(A_{М}(A_{К}g))))) + A_{02}(A_{Т2}(A_{АП}(A_{П}(A_{М}(A_{К}g))))) + A_{ТН}(A_{АП}(A_{П}(A_{М}(A_{К}g))))) + \gamma. \quad (6)$$

Модель выходного сигнала ИРС по тем же правилам представляется в виде

$$S_2 = A_{\text{ДК}} g_{\text{ДМ}} = A_{\text{ДК}} (A_{\text{ДМ}} (A_{\text{ПР}} (A_{\text{АПР}} (A_{01} (A_{T1} (A_{\text{АП}} (A_{\text{П}} (A_{\text{М}} (A_{\text{К}} g)))))) + A_{02} (A_{T2} (A_{\text{АП}} (A_{\text{П}} (A_{\text{М}} (A_{\text{К}} g)))))) + A_{\text{ТН}} (A_{\text{АП}} (A_{\text{П}} (A_{\text{М}} (A_{\text{К}} g))) + \gamma))). \quad (7)$$

Подчеркнем, что в формулах (1) – (7):

$A_{\text{П}}$  – оператор, описывающий свойства передающего тракта РЛС в части преобразования зондирующего сигнала  $g$  в излучаемую электромагнитную волну с заданной энергетикой, пространственно-временной, частотной и поляризационной структурой;

$A_{\text{ПР}}$  – оператор, характеризующий свойства приемного тракта в части преобразования входного сигнала, зависящего от применяемого способа обработки сигналов;

$A_{T1}$  и  $A_{T2}$  – операторы преобразования сигналов на трассах «передатчик – ВВ-1 – приемник» и «передатчик – ВВ-2 – приемник», соответственно;

$A_{01}$  и  $A_{02}$  – операторы преобразования сигналов ВВ-1 и ВВ-2, соответственно;

$A_{\text{ТН}}$  – оператор преобразования сигнала при прохождении сигнала от передающего устройства к приемному по трассе без ВВ;

$\gamma$  – вектор активных помех.

Принципиальным требованием к ИРС является применение кодирования и модуляции, помехоустойчивых в заданной мере по отношению к воздействию ВВ, трассы и аддитивных помех, а также удовлетворяющих условию:

$$\begin{cases} A_{\text{К}} A_{\text{ДК}} = 1 \cdot \bar{m}, \\ A_{\text{М}} A_{\text{ДМ}} = 1 \cdot \bar{m}, \end{cases} \quad (8)$$

где  $\bar{m}$  – единичный вектор.

Формула (8) с физической точки зрения определяет неискажающие линейные процессы кодирования – декодирования, модуляции – демодуляции.

Из допущений о линейности всех элементов ИРС, а также независимости их взаимодействия с сигналом, следует возможность перестановки некоторых операторов в формуле (7).

Таким образом, формула (7) в соответствии с логикой преобразований сигнала техническими средствами, средой распространения и возмущающими воздействиями может быть представлена в виде:

$$S_2 = A_{\text{ДК}} A_{\text{ДМ}} (A_{\text{АПР}} A_{\text{ПР}} (A_{\text{АП}} A_{\text{П}} ((A_{T1} A_{01} + A_{T2} A_{02} + A_{\text{ТН}}) (A_{\text{М}} A_{\text{К}} g) + \gamma))).$$

Представляя операторы, описывающие приемник и передатчик, комплексными коэффициентами передачи  $K_{\text{ПР}}$  и  $K_{\text{П}}$ , получаем:

$$S_2 = A_{\text{ДК}} A_{\text{ДМ}} \{K_{\text{ПР}} A_{\text{АПР}} [K_{\text{П}} A_{\text{АП}} \{(A_{T1} A_{01} + A_{T2} A_{02} + A_{\text{ТН}}) (A_{\text{М}} A_{\text{К}} g) + \gamma\}]\}.$$

При детерминированных параметрах пространственной фильтрации операторы преобразования АФУ приемника и передатчика могут быть представлены комплексными диаграммами направленности приемной и передающей антенн  $A_{\text{АПР}} \rightarrow Q_{\text{АПР}}$ ,  $A_{\text{АП}} \rightarrow Q_{\text{АП}}$ .

Тогда

$$S_2 = A_{\text{ДК}} A_{\text{ДМ}} \{ K_{\text{ПР}} Q_{\text{АПР}} [ K_{\text{П}} Q_{\text{АП}} \{ (A_{T1} A_{01} + A_{T2} A_{02} + A_{\text{ТН}}) (A_M A_K g) \} + \gamma] \} = A_{\text{ДК}} A_{\text{ДМ}} \{ K_{\text{ТЕХ}} [(A_{T1} A_{01} + A_{T2} A_{02} + A_{\text{ТН}}) (A_M A_K g)] + \chi_{\text{ПР}} \gamma \}, \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} K_{\text{ТЕХ}} &= K_{\text{П}} K_{\text{ПР}} Q_{\text{АП}} Q_{\text{АПР}}, \\ \chi_{\text{ПР}} &= K_{\text{ПР}} Q_{\text{АПР}}. \end{aligned} \quad (10)$$

Далее, исходя из сделанных ранее допущений, мы будем везде применять условие (10).

Только в тех случаях, когда можно пренебречь рассеивающими свойствами какого-либо участка трассы или ВВ-2, получается дальнейшее упрощение формулы (9). Например, если:  $A_{T2} \Rightarrow K_{T2} \delta_{\text{Д}}(Z_T, Z_T - Z_{T0})$  и  $A_{02} \Rightarrow K_{02} \delta_{\text{Д}}(Z_B, Z_B - Z_{B0})$ , то

$$\begin{aligned} S_2 &= A_{\text{ДК}} A_{\text{ДМ}} (K_{\text{ТЕХ}} ((A_{T1} A_{01} + A_{\text{ТН}}) (A_M A_K g) + K_{\text{ТЕХ}} K_{T2} K_{02} (A_M A_K g) + \chi_{\text{ПР}} \gamma)) = \\ &= A_{\text{ДК}} A_{\text{ДМ}} (K_{\text{ТЕХ}} ((A_{T1} A_{01} + A_{\text{ТН}}) (A_M A_K g))) + \\ &\quad + K_{\text{ТЕХ}} K_{T2} K_{02} (g) + \chi_{\text{ПР}} \gamma', \end{aligned} \quad (11)$$

где  $\delta_{\text{Д}}(Z, Z - Z_0)$  – дельта-функция Дирака,  $\gamma' = A_{\text{ДК}} A_{\text{ДМ}} \gamma$ .

В случае, когда все участки трассы и ВВ не рассеивающие, с учетом формулы (8) получаем:

$$S_2 = K_{\text{ТЕХ}} [(K_{T1} K_{01} + K_{T2} K_{02} + K_{\text{ТН}}) g] + \chi_{\text{ПР}} \gamma', \quad (12)$$

где  $K_{\text{ТН}}$  – коэффициент передачи трассы, обратный затуханию  $W_{\text{ТН}}$ .

Принятый сигнал, таким образом, может быть функционально описан в соответствии с многообразием условий его формирования по схеме-модели ИРС.

Из (7) и (9) видно, что сигнал источника сообщений на пути до получателя по участку трассы с ВВ функционально преобразуется до 10 раз, по участку трассы без ВВ – до 9 раз.

Таким образом, сигнал в варианте № 1 и некоторых других проходит сложную цепь преобразований, обуславливающих его перевод в другое функциональное пространство  $g \in G \Rightarrow S_2 \in G_2^1$  и соответственно принципиальную невозможность его выделения обычными методами при приеме.

## 2.2 Формирование выходного сигнала в канале с постоянными параметрами в отсутствие возмущающих воздействий (вариант № 2)

Аналогично вышеописанному можно получить последовательность функциональных соотношений, показывающую формирование выходного сигнала в данном случае и приводящую к выражению для  $S_2$  в общем виде:

$$S_2 = A_{\text{ДК}} A_{\text{ДМ}} ((K_{\text{ТЕХ}} (A_{\text{ТН}} A_M A_K g)) + \chi_{\text{ПР}} \gamma). \quad (13)$$

Из условий (10), налагаемых на рассматриваемый вариант № 2 исходными допущениями (в соответствии с Рис. 3), следует:

$$S_2 = K_{ТЕХ} K_{ТН}(g) + \chi_{ПР}\gamma', \quad (14)$$

где  $K_{ТН}$  – коэффициент передачи трассы, обратный затуханию  $W_{ТН}$ .

В общем случае  $K_{ТН}$  должен записываться как комплексная функция. Из ограничений, накладываемых на вариант № 2, следует, что в канале реализуется идеальное однолучевое распространение. Тогда

$$S_2 = \frac{K_{ТЕХ}}{W_{ТН}}(g) + \chi_{ПР}\gamma. \quad (15)$$

Необходимо обратить внимание на тот факт, что в данном случае сигнал  $g$  в рамках принятых моделей и ограничений, совершенно не претерпевает функциональных преобразований и  $S_2$  остается принадлежащим тому же пространству  $G$ , что и сигнал источника. В такой ситуации оптимальным решением проблем приема сигнала является адаптивная корреляционная обработка.

### 2.3 Формирование выходного сигнала при прочих различных состояниях каналов и вариантах возмущающих воздействий

В случае однолучевых каналов с ВВ-1 или ВВ-2 на трассе без рассеяния (вариант № 3) имеем:

$$\begin{aligned} S_2 &= A_{ДК} A_{ДМ}(K_{ТЕХ}((K_{ТВ}A_0 + K_{ТН})A_M A_K g) + \chi_{ПР}\gamma') = \\ &= K_{ТЕХ}(K_{ТВ}(A_{ДК} A_{ДМ}(A_0 A_M A_K g)) + K_{ТН}g) + \chi_{ПР}\gamma', \quad (16) \end{aligned}$$

где  $K_{ТВ}$  – комплексный коэффициент с присутствием ВВ-1 или ВВ-2;

$A_0$  – операторы преобразования сигналов ВВ-1 или ВВ-2.

Оператор  $A_0$  действует из пространства  $G$  в пространство  $G_2^3$ , при этом имеет место преобразование  $g \in G \Rightarrow S_2 \in G_2^3$ .

В случае каналов с рассеянием и без ВВ на трассе (вариант № 4) функциональное выражение для принимаемого сигнала получается в виде:

$$\begin{aligned} S_2 &= A_{ДК} A_{ДМ}(K_{ТЕХ}(A_{ТН}A_M A_K g) + K_{ПР}\gamma) = \\ &= K_{ТЕХ}(A_{ДК} A_{ДМ}(A_{ТН}A_M A_K g)) + \chi_{ПР}\gamma'. \quad (17) \end{aligned}$$

Оператор  $A_{ТН}$  действует из пространства  $G$  в пространство  $G_2$ , при этом имеем преобразование  $g \in G \Rightarrow S_2 \in G_2^4$ .

В случае каналов с рассеянием и с ВВ того или иного типа на трассе (вариант № 5) имеем:

$$S_2 = A_{ДК} A_{ДМ}(K_{ТЕХ}((A_{ТВ}A_0 + A_{ТН})A_M A_K g) + \chi_{ПР}\gamma'), \quad (18)$$

где  $A_{ТВ}$  – оператор преобразования сигнала при прохождении сигнала от передающего устройства к приемному по трассе с присутствием ВВ.

Комбинированный оператор  $(A_{ТВ}A_0 + A_{ТН})$  действует из пространства  $G$  в пространство  $G_2^5$ , при этом имеем преобразование  $g \in G \Rightarrow S_2 \in G_2^5$ .

В случае каналов с замираниями без рассеяния и без ВВ на трассе (вариант № 6) получаем:

$$S_2 = (K_{TEX}K_{ТН}A_M A_K g + \chi_{ПР}\gamma')A_{ДК}A_{ДМ} = K_{TEX}K_{ТН}g + \chi_{ПР}\gamma'.$$

В (19)  $K_{ТН}$  представляет собой функцию без преобразования со случайно изменяющимися параметрами. Следовательно, аналогично варианту № 2 имеем  $S_2 \in G_2 \in G$ .

В случае каналов без рассеяния с замираниями и с ВВ того или иного типа на трассе (вариант № 7) имеем:

$$\begin{aligned} S_2 &= A_{ДК}A_{ДМ}(K_{TEX}(K_{ТВ}(A_0A_MA_Kg) + K_{ТН}A_MA_Kg) + \chi_{ПР}\gamma) = \\ &= K_{TEX}(K_{ТВ}(A_{ДК}A_{ДМ}(A_0A_MA_Kg)) + K_{ТН}g) + \chi_{ПР}\gamma'. \end{aligned} \quad (19)$$

Аналогично варианту №3, оператор  $A_0$  действует из пространства  $G$  в пространство  $G_2^7$ , при этом получаем преобразование  $g \in G \Rightarrow S_2 \in G_2^7$ .

Как показано выше сигнал источника на пути до индикатора приема (наблюдателя) претерпевает целый ряд преобразований. Эти преобразования, в общем случае, приводят к тому, что принимаемый сигнал и сигнал источника при определенных УСФ становятся принадлежащими к различным метрическим функциональным пространствам, что обуславливает принципиальную невозможность его выделения обычными методами при приеме.

Взаимное соответствие пространств, к которым принадлежат образы сигнала источника и сигнала на выходе ИРС, на что рассчитаны все известные способы обработки сигналов при приеме, возможно только при одновременном соблюдении следующих условий:

- работа идет в каналах без существенного рассеяния и сдвигов элементами трассы по параметрам сигнала;
- ВВ на трассе отсутствуют или могут быть описаны  $\delta_d$ -функцией или приближением к ней по каждому из рассматриваемых параметров.

## Заключение

Проведенные исследования позволяют сделать вывод, что пренебрежение в используемых технических средствах нелинейными эффектами правомочно только в том случае, когда результат воздействия этих эффектов на сигнал достаточно мал по сравнению с объективными результатами воздействия среды и ВВ.

*Таким образом, предложенный операторный подход позволяет детально учесть все возможные преобразования радиолокационного сигнала в процессе его распространения от излучения до приема.*

При введении того или иного критерия качества системы, правильном математическом описании соответствующих способов оценки качества каналов ИРС, полученные функциональные соотношения для выходного сигнала ИРС и их модификации в силу их общности могут быть использованы для анализа достоинств и недостатков этих способов в различных условиях, а также для сравнения эффективности различных ИРС.

Полученные функциональные соотношения для  $S_2$  могут быть использованы для разработки новых и (или) модернизации существующих средств ИРС с использованием критерия «мининфо». Для этого на основе полученных моделей принимаемого сигнала необходимо рассмотрение по этому критерию различных способов обработки сигналов, анализ их достоинств и недостатков в различных условиях, а также для сравнения качества ИРС при их применении.

### Список литературы

- [1] Альперт Я.Л. Распространение электромагнитных волн и ионосфера. М.: Наука, 1972. 564 с.
- [2] Бухвинер В.Е. Оценка качества радиосвязи. М.: Связь, 1974. 225 с.
- [3] Варганов М.Е., Зиновьев Ю.С., Астанин Л.Ю., Костылев А.А., Пасмуров А.Я. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов. М.: Радио и связь, 1985. 236 с.
- [4] Гордеев В.А., Дубровский В.А. Качество постоянно действующих каналов информационных радиосистем с ретрансляцией. М.: Электросвязь, 1995. № 11. 12 с.
- [5] Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах. В 2-х томах. М.: Мир, 1981.
- [6] Лучевое приближение и вопросы распространения радиоволн. Перевод с англ. под ред. М.П. Кияновского. М.: Наука, 1971. 311 с.
- [7] Алебастров В.А., Гойхман Э.Ш., Заморин И.М., Колосов А.А., Корадо В.А., Кузьминский Ф.А., Кукис Б.С. Основы загоризонтной радиолокации / Под ред. А.А. Колосова. М.: Радио и связь, 1984. 256 с.
- [8] Кравцов Ю.А., Орлов Ю.М. Границы применимости метода геометрической оптики // Успехи физических наук. 1980. Т. 132, № 3. С. 475–496.
- [9] Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И. Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов. М.: Советское радио, 1972. 480 с.
- [10] Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. Перевод с англ. под ред. Б.Р. Левина. М.: Советское радио, Т. 1, 1961, Т. 2, ч. IV, 1962, 782 с.
- [11] Миддлтон Д. Многомерное обнаружение и выделение сигналов в случайных средах // Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. 1970. № 5.
- [12] Морозов И.А. Исследование искажающего влияния ионосферы на характеристики сигналов. Депонированная рукопись № 4124-83, ВИНТИ. 13 с.
- [13] Окунев Ю.Б., Плотников В.Г. Принципы системного подхода к проектированию в технике связи. М.: Связь, 1976. 184 с.

- [14] Отчет по НИР «Интервал» – Оптимизация определения параметров возмущающих воздействий на трассах дальней радиосвязи. Гос. рег. № 81063115. М.: МГУ, 1981. 119 с.
- [15] Урецкий Я.С., Казанцев А.В. Оценка эффективности сложных радиоэлектронных систем // Сб. трудов «Радиоэлектронные устройства и системы». Казань: КГТУ, 1995. 5 с.
- [16] Shepherd R.A., Lomax J.B. Frequency spread in ionospheric radio propagation // IEEE Transactions on Communication Technology. 1967. Vol. 15, № 2. Pp. 268–275.

### Аббревиатуры, термины и сокращения

«Мининфо» – критерий качества информационных радиосистем  
ИНС – информационные системы  
ИРС – информационные радиосистемы  
РСв – радиосвязь  
РЛк – радиолокация  
РЗн – радиозондирование  
РНв – радионавигация  
ЭМВ – электромагнитные волны  
ЭМО – электромагнитная обстановка  
УСФ – условия функционирования  
ИД – исходные данные  
РПУ – радиоприемное устройство  
РПД – радиопередающее устройство  
АФУ – антенно-фидерное устройство  
АПР – антенна приемника  
АП – антенна передатчика  
ДК – декодер  
ДМ – демодулятор  
АП – аддитивные («активные») помехи  
МП – мультипликативные помехи (МП-воздействия)  
ПС – полезный сигнал  
ВВ – возмущающее воздействие  
ПП – пассивные помехи  
ФАн – функциональный анализ  
РГО – регуляризованный обнаружитель  
КРП – РПУ с корреляционной обработкой  
ФВН – функция взаимной неопределенности  
ТТХ – тактико-технические характеристики  
ССИ – степень спектральных искажений  
ВПО – вероятность правильного обнаружения  
ВЛТ – вероятность ложной тревоги  
СЭХ – спектрально-энергетические характеристики  
ЗС – зондирующий сигнал

ТС – тест–сигнал

ТУ<sub>*i*</sub> – *i*-й участок трассы распространения сигнала

ТН – участок трассы распространения, не содержащий МП-воздействий

### Обозначения

$P_{\text{ош}}$  – вероятность ошибки

$P'_{\text{ош}}$  – статистическая частота ошибок

$P_{\text{обн}}$  – вероятность правильного обнаружения

$P'_{\text{обн}}$  – статистическая частота обнаружения

$t$  – время

$f$  – частота

$\Delta f$  – частотный интервал

$\tau$  – длительность или временной интервал (например – задержка)

$i$ -й – координата перечисления каких-либо элементов

$n$  или  $m$  – размерность

$A_i$  –  $n$ -мерный в общем случае интегральный оператор воздействия на сигнал (оператор его функционального преобразования)

$S_{\text{эф}}$  – оценка эффективности системы

$S_2$  – выходной сигнал системы

$g$  – излучаемый сигнал

$\tilde{S}_2$  или  $\tilde{S}_2(Z, \ell)$  – принимаемый сигнал

$\delta_{\text{Д}}$  – функция Дирака

$L_2$  – метрика уклонения функций

$\Delta I$  – уклонение в  $L_2$  функционала  $\tilde{S}_2$  от эталонной модели  $\tilde{S}_{2\text{ЭТ}}$  принимаемого сигнала (рассматривается как оценка потерь полезной информации)

$\tilde{S}_{2\text{ЭТ}}^K$  или  $\tilde{S}_{2\text{ЭТ}}(\hat{z}, \ell)$  – опорный сигнал (эталонная модель принимаемого сигнала)

$\tilde{S}_{0\text{ЭТ}}(\hat{z}, \ell)$  – известная априорно, или из адекватных экспериментальных данных, модель (эталонная) комплекса МП – воздействий на сигнал

$\{Z\}$  – пространство информационных параметров

$[\square] \in Z$  – интервальная оценка допустимых информационных параметров в пределах пространства их возможных априорно – экспериментальных данных  $Z \in \{Z\}$  и погрешностей измерений принимаемого сигнала

$[\ell]$  – замкнутое множество радиофизических параметров принимаемого сигнала, отображающее его многомерность по времени  $t$ , частоте  $f$ , задержке  $\tau_3$ , углам прихода  $\square_i$  в точку приёма и т. д.

$\text{sup}\{\square\}$  – максимум множества  $\{\square\}$

$\xi(\delta, h)$  – совокупная погрешность  $\tilde{S}_2$ ,

$\delta$  и  $h$  – параметры, характеризующие, соответственно, случайную и систематическую погрешности измерений  $\tilde{S}_2$

$S_0$  или  $S_0(t, f, \tau, \dots)$  – собственные электрофизические свойства ВВ

$S_0(\tau)$  – «собственный» спектр задержек ВВ

$S_0(f)$  – «собственный» частотный спектр ВВ

$\delta_i$  или  $\sigma_i$  – эффективная ширина  $i$ -й моды частотного спектра ВВ

$\Delta f_0 = |f_{i\text{min}} - f_{i\text{max}}|$  – разность частот между крайними модами спектра



- $f_i$  – положение максимума  $i$ -й моды спектра  
 $Df_P = Df_0 + d_{i\min}/2 + d_{i\max}/2$  – эффективная ширина собственного спектра  
 $C_A = A_{i\max}/A_{i\min}$  – соотношение амплитуд крайних мод спектра  
 $A_i$  – амплитуда  $i$ -й моды спектра  
 $\tau_3$  – задержка  
 $\tau_i$  – положение максимума  $i$ -й моды по задержке  
 $\Delta\tau_0 = \tau_{i\min} - \tau_{i\max}$  – разность задержек между крайними модами спектра задержек  
 $\Delta\tau_p = \Delta\tau_0 + \eta_{i\min}/2 + \eta_{i\max}/2$  – эффективная ширина собственного спектра задержек  
 $\Delta\tau_0 = \tau_{i\min} - \tau_{i\max}$  – разность задержек между крайними модами спектра задержки  
 $\eta_i$  – эффективная ширина  $i$ -й моды спектра задержек ВВ  
 $\tau_{3C}$  или  $\tau_n$  – длительность ЗС / импульса ЗС  
 $F_n$  – частота повторения импульсов ЗС  
 $\Delta f_{3C}$  – эффективная ширина полосы частот ЗС  
 $\theta$  – ракурс (угол между основным направлением распространения ЭМВ сигнала и основным направлением движения ВВ)  
 $\Delta t_{KC}$  – интервал существенной корреляции принимаемого сигнала по времени  
 $\Delta f_{KC}$  – интервал существенной корреляции принимаемого сигнала по частоте  
 $\bar{S}_{АП}$  – известная априорно, или из адекватных экспериментальных данных, модель комплекса аддитивных («активных») помех  
 $q$  – отношение сигнал/помехи  
 $\zeta_n$  – пороговое значение  $q$   
 $P_{СП}$  – суммарная мощность сигнала и помех  
 $U_{СП}$  – суммарный уровень сигнала и помех  
 $P_{П}$  – мощность помех  
 $U_{П}$  – уровень помех  
 $q_{СП}$  – отношение суммарной мощности сигнала и помех  
 $P_{СП}$  к мощности  $P_{П}$  помех  
 $W(\tilde{S}_2)$  – решающее правило оценки информационного параметра – оператор обработки сигнала  
 $P(\bar{\xi}, \xi)$  – совместная плотность вероятности реализации  $\bar{\xi}$  и  $\xi$   
 $P(\tilde{S}_2/\xi)$  – функция правдоподобия  $\xi$  при приеме  $\tilde{S}_2$

### Библиографическая ссылка

Амбарцумов К.С., Арефьев В.И., Гордеев В.А., Талалаев А.Б. Обобщенный функциональный анализ информационных радиосистем // Вестник ТвГУ. Серия: Прикладная математика. 2015. № 1. С. 83–101.

### Сведения об авторах

#### 1. Амбарцумов Константин Сергеевич

старший научный сотрудник закрытого акционерного общества «Радиотехнические и информационные системы воздушно-космической обороны».

Россия, 170041, г. Тверь, ул. Зинаиды Коноплянниковой, д. 89, корпус 1, ЗАО «РТИС ВКО».

**2. Арефьев Владимир Игоревич**

заместитель начальника отдела закрытого акционерного общества «Радиотехнические и информационные системы воздушно-космической обороны».

*Россия, 170041, г. Тверь, ул. Зинаиды Коноплянниковой, д. 89, корпус 1, ЗАО «РТИС ВКО».*

**3. Гордеев Валерий Алексеевич**

ведущий научный сотрудник закрытого акционерного общества «Радиотехнические и информационные системы воздушно-космической обороны».

*Россия, 170041, г. Тверь, ул. Зинаиды Коноплянниковой, д. 89, корпус 1, ЗАО «РТИС ВКО».*

**4. Талалаев Александр Борисович**

генеральный директор закрытого акционерного общества «Радиотехнические и информационные системы воздушно-космической обороны».

*Россия, 170041, г. Тверь, ул. Зинаиды Коноплянниковой, д. 89, корпус 1, ЗАО «РТИС ВКО».*

## GENERALIZED FUNCTIONAL ANALYSIS OF INFORMATION RADIO SYSTEMS

### **Ambartsumov Konstantin Sergeevich**

Senior Researcher, Closed Joint Stock Company «Radio Engineering and Information Systems for Aerospace Defense».

*Russia, 170041, Tver, 89 Zinaidy Konopliannikovoy str., block 1, JSC «RTIS VKO»*

### **Arefyev Vladimir Igorevich**

Deputy Head of Department, Closed Joint Stock Company «Radio Engineering and Information Systems for Aerospace Defense».

*Russia, 170041, Tver, 89 Zinaidy Konopliannikovoy str., block 1, JSC «RTIS VKO»*

### **Gordeev Valeriy Alekseevich**

Leading Researcher, Closed Joint Stock Company «Radio Engineering and Information Systems for Aerospace Defense».

*Russia, 170041, Tver, 89 Zinaidy Konopliannikovoy str., block 1, JSC «RTIS VKO»*

### **Talalaev Aleksandr Borisovich**

CEO, Closed Joint Stock Company «Radio Engineering and Information Systems for Aerospace Defense».

*Russia, 170041, Tver, 89 Zinaidy Konopliannikovoy str., block 1, JSC «RTIS VKO»*

---

*Received 08.02.2015, revised 26.02.2015.*

---

The generalised block diagram of information radio systems is considered, the functional analysis of formation and passage on them of signals is carried out, the functional models of accepted signals in various situations are stated: from the most blanket, and thus difficult, to a case of the ideal channel. Selection of quality measure of complex information radio systems is featured which reflects their ability to solve a problem of minimisation of losses of an end-product – helpful information.

**Keywords:** information radio systems, radar-tracking signal, signal transformation, operational approach.

### **Bibliographic citation**

Ambartsumov K.S., Arefyev V.I., Gordeev V.A., Talalaev A.B. Generalized functional analysis of information radio systems. *Vestnik TvGU. Seriya: Prikladnaya matematika* [Herald of Tver State University. Series: Applied Mathematics], 2015, no. 1, pp. 83–101. (in Russian)