



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2024-22-3-52-60>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.96

АНАЛИЗ РАЗЛИЧИЙ СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ САМОЛЕТА, И ИМИТИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ В ПРИЛОЖЕНИИ К ЗАЩИТЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ

С. Р. ГЕЙСТЕР¹, ЦЯНЬЛАНЬ ХУАН²

¹ОАО «АЛЕВКУРП» (г. Минск, Республика Беларусь)

²Национальный университет оборонных технологий (г. Чанша, Китайская Народная Республика)

Поступила в редакцию 27.11.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2024
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2024

Аннотация. Создание технологии DRFM (Digital Radio Frequency Memory) является революционным шагом в развитии техники постановки имитирующих помех. Технология позволила с высоким качеством выполнять преобразования принятого сигнала, вносить в него необходимые изменения и излучать в виде имитирующей помехи. Сегодня достигнут высокий уровень имитации радиолокационных сигналов, отраженных от реальных объектов. В основе противодействия таким помехам лежит детальный анализ различий реального отраженного сигнала и имитирующих помех. В связи с этим рассматривается математическая модель сигнала, отраженного от пространственно распределенного объекта, до и после частотного преобразования на видеочастоту. С учетом анализа типовых вариантов формирования помех рассматриваются математические модели имитирующих помех, обеспечивающих различные степени схожести с отраженным сигналом. Результаты анализа моделей являются основой для построения алгоритмов защиты радиолокационных станций от имитирующих помех.

Ключевые слова: защита радиолокатора, отраженный сигнал, математическая модель имитирующей помехи.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Гейстер, С. Р. Анализ различий сигнала, отраженного от самолета, и имитирующей помехи в приложении к защите радиолокационных станций / С. Р. Гейстер, Цяньлань Хуан // Доклады БГУИР. 2024. Т. 22, № 3. С. 52–60. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2024-22-3-52-60>.

ANALYSIS OF DIFFERENCES IN THE SIGNAL REFLECTED FROM AN AIRCRAFT AND SIMULATED INTERFERENCE IN AN APPLICATION TO RADAR PROTECTION

SERGEY R. HEISTER, QIANLAN HUANG

¹JSC "ALEVKURP" (Minsk, Republic of Belarus)

²National University of Defense Technology (Changsha, People's Republic of China)

Submitted 27.11.2023

Abstract. The creation of DRFM (Digital Radio Frequency Memory) technology is a revolutionary step in the development of simulating interference techniques. The technology made it possible to transform the received signal with high quality, make the necessary changes to it and emit it in the form of simulating interference. Currently, a high level of imitation of radar signals reflected from real objects has been achieved. The basis for counteracting such interference is a detailed analysis of the differences between the real reflected signal and simulating interference.

rence. In this regard, a mathematical model of a signal reflected from a spatially distributed object is considered before and after frequency conversion to video frequency. Based on the analysis of typical variants of interference generation, mathematical models of simulating interference are considered, providing various degrees of similarity to the reflected signal. The results of the model analysis are the basis for constructing algorithms for protecting radar stations from simulating interference.

Keywords: radar protection, reflected signal, mathematical model of simulating interference.

Conflict of interests. The authors declare no conflict of interests.

For citation. Heister S. R., Qianlan Huang (2024) Analysis of Differences in the Signal Reflected from an Aircraft and Simulated Interference in an Application to Radar Protection. *Doklady BGUIR*. 22 (3), 52–60. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2024-22-3-52-60> (in Russian).

Введение

Средства бортовой защиты летательных аппаратов (ЛА) широко применяются в военной сфере. В настоящее время все пилотируемые летательные аппараты военного назначения имеют индивидуальные средства противодействия радиолокационным системам наведения оружия, обеспечивающие постановку комбинированных помех. Такие помехи представляют собой сочетание активных шумовых помех, уводящих и многократных по дальности – доплеровской частоте. Кроме того, в пространственной области возможен увод по угловым координатам. Для снижения вероятности поражения ЛА при наведении ракеты на бортовой источник помех в последние 20–30 лет активно применяют буксируемые радиолокационные ловушки.

Защита радиолокационных станций (РЛС) от помех – первостепенная задача, которая решалась на протяжении всего времени от момента появления РЛС. Сегодня актуальность этой задачи определяется ростом технических возможностей по формированию имитирующих помех, параметры которых максимально приближаются к параметрам сигнала, отраженного от ЛА. Для повышения эффективности имитирующих помех должны быть приняты меры по обеспечению их схожести с сигналами, отраженными от различных летательных аппаратов, отличающихся в первую очередь по размерам (большой, средний, малый) и классу двигательной установки (реактивные, винтовые).

В периодике встречается много публикаций, посвященных описанию и анализу отдельных вопросов радиоэлектронного подавления (РЭП). Детальное издание энциклопедического уровня, сочетающее вопросы технического построения средств РЭП и их тактического применения, – это [1]. На более современном уровне, но кратко, данные вопросы изложены в [2]. Математическое представление принятых сигналов в приложении к современной технике запоминания и воспроизведения сигналов и полей для формирования помех РЛС приведено в [3]. Однако в основной массе существующих публикаций отсутствуют ясно изложенные математические модели имитирующих радиолокационных помех на уровне когерентной междупериодной структуры. В то же время именно эти математические модели, учитывающие все особенности законов внутрипериодной и междупериодной модуляции зондирующих сигналов, позволяют сформировать радиолокационные портреты объекта и помехи с высоким разрешением. Этот пробел и восполняет данная статья.

Математическая модель сигнала, отраженного от самолета

В общем случае любой летательный аппарат, облучаемый электромагнитной волной сантиметрового диапазона, в приложении к задаче описания отраженного сигнала можно представить [4] в виде совокупности областей локального отражения. С учетом этого представим ЛА, наблюдаемый под определенными ракурсами по азимуту ϕ_β и углу места ϕ_ϵ , набором из B_{LRA} областей локального отражения. В центре каждой области расположен изотропный отражатель, который в произвольной b -й области (отражатель с номером b) характеризуется собственной эффективной отражающей поверхностью $\sigma_i(b)$ и координатами относительно центра ЛА. Самолет в целом является относительно жесткой конструкцией, в которой отражатели, расположенные на поверхности с облучаемой стороны, движутся упорядоченно в соответствии с линией его полета.

Будем полагать, что зондирующий сигнал представляет собой когерентную последовательность из N_{Tr} зондирующих сигналов с постоянным (для непринципиального упрощения описания) периодом повторения T_r и законом внутрипериодной модуляции $U_0(t)$

$$u_0(t) = E_0 \exp[i(2\pi f_0 t + \varphi_0)] \sum_{n=0}^{N_r-1} U_0(t - nT_r),$$

где f_0 , φ_0 – несущая частота и начальная фаза зондирующего сигнала соответственно.

С учетом принятых обозначений последовательность сигналов, отраженных от отражателя с номером b , в течение L периодов зондирования на выходе приемной антенны РЛС описывается выражением

$$u_s(t, b) = E_s(t, b) \exp[i(2\pi f_0(t - t_r(t, b)) + \varphi_s(b) + \varphi_0)] \sum_{l=0}^{L-1} U_0(t - lT_r - t_r(t, b)), \quad (1)$$

где $E_s(t, b)$, $\varphi_s(b)$, $t_r(t, b)$ – амплитуда, начальная фаза и время задержки сигнала, отраженного от отражателя с номером b ; $t_r(t, b) = \frac{2r(t, b)}{c}$ – время задержки сигнала, связанное с радиальной дальностью $r(t, b)$ до b -го отражателя; c – скорость распространения электромагнитной волны.

Удобно рассматривать комплексную амплитуду отраженного сигнала на видеочастоте после частотного преобразования с использованием сигнала гетеродина $u_G(t) = E_{0G} \exp[i(2\pi f_0 t + \varphi_0)]$:

$$U_{s_Rc}(t, b) = u_s(t, b) u_G^*(t) = E_s(t, b) \exp[i(-2\pi f_0 t_r(t, b) + \varphi_s(b))] \sum_{l=0}^{L-1} U_0(t - lT_r - t_r(t, b)), \quad (2)$$

где $u_G^*(t) = E_{0G} \exp[-i(2\pi f_0 t + \varphi_0)]$ – комплексно-сопряженный сигнал гетеродина, для упрощения выражений принимаем $E_{0G} = 1$ В.

Соответственно доплеровский набег по фазе $\varphi_{ds}(t, b)$ и доплеровская частота $\omega_{ds}(t, b)$ сигнала, отраженного от b -го отражателя, определяются выражениями:

$$\varphi_{ds}(t, b) = -\frac{2\pi}{\lambda} 2r(t, b); \quad \omega_{ds}(t, b) = \frac{\varphi_{ds}(t, b)}{\partial t} = -\frac{2\pi}{\lambda} 2 \frac{\partial r(t, b)}{\partial t}. \quad (3)$$

Из (3) следует выражение, связывающее доплеровскую частоту и ее знак с радиальной скоростью перемещения отражателя $v(t, b)$ и ее знаком относительно РЛС на выходе устройства преобразования принятого сигнала на видеочастоту:

$$f_{ds}(t, b) = -\frac{2}{\lambda} \cdot \frac{\partial r(t, b)}{\partial t} = -\frac{2}{\lambda} v_r(t, b). \quad (4)$$

Из формулы (4) следует, что при приближении отражателя к РЛС (радиальная дальность уменьшается и, следовательно, радиальная скорость отрицательна) доплеровская частота имеет положительное значение, а при удалении отражателя от РЛС (радиальная дальность увеличивается и, следовательно, радиальная скорость положительна) – отрицательное. На основе (2) можно записать уравнение для комплексной амплитуды сигнала, отраженного от ЛА, на выходе устройства преобразования принятого сигнала на видеочастоту

$$U_{s\Sigma_Rc}(t) = \sum_{b=1}^{B_{LRA}} \left(E_s(t, b) \exp\left[i\left(-\frac{2\pi}{\lambda} 2r(t, b) + \varphi_s(b)\right)\right] \sum_{l=0}^{L-1} U_0(t - lT_r - t_r(t, b)) \right). \quad (5)$$

Выражение (5) является наиболее универсальным для описания отраженного сигнала после преобразования на видеочастоту и построения алгоритмов обработки, поскольку позволяет напрямую использовать координаты ЛА и отражателей в ее конструкции для определения расстояний $r(t, b)$, $b = \overline{1, B_{LRA}}$, и соответствующих фазовых сдвигов $\varphi_{ds}(t, b)$, $b = \overline{1, B_{LRA}}$, а также начальные фазы $\varphi_s(b)$, $b = \overline{1, B_{LRA}}$.

Краткая характеристика имитирующих помех и ограничения

Имитирующие помехи (ИП) могут создаваться для противодействия обзору пространства (для РЛС-обзора) и наведению ракет (для станций наведения ракет (СНР) и головок самонаведения (ГСН) ракет). Методы защиты от ИП для этих вариантов различаются.

Рассмотрим ИП в приложении к противодействию наведению ракеты на ЛА. На рис. 1 представлены основные варианты наведения ракеты на самолет. Для сокращения математических выкладок ограничимся рассмотрением ИП для ракеты с активной ГСН, которые применимы также для однопозиционной РЛС.



Рис. 1. Основные варианты наведения ракеты на самолет
Fig. 1. The main options for pointing a missile at an aircraft

Имитирующие помехи можно характеризовать по месту формирования и излучения, а также по уровню приближения к реальному отраженному сигналу. По месту формирования и излучения ИП могут формироваться:

- на борту ЛА и излучаться бортовыми антеннами ЛА. Этот вариант является наиболее старым и распространенным;
- на борту ЛА, передаваться на буксируемую ловушку и излучаться антенной буксируемой ловушки. Этот вариант используется для защиты самолетов;
- на борту ЛА, излучаться в сторону дополнительного пассивного отражателя (поверхности земли, облака дипольных отражателей) и отражаться в сторону РЛС этим дополнительным отражателем [1]. Этот вариант возможен, но ограничивается необходимостью иметь дополнительный пассивный отражатель;
- в ловушке (буксируемой или отстреливаемой) и излучаться антенной буксируемой ловушки. Этот вариант наименее реалистичен из-за ограниченных возможностей по реализации полноценного разведприемника на борту недорогой ловушки.

По уровню приближения к реальному отраженному сигналу ИП можно характеризовать следующим образом:

- по наличию флуктуаций: не флуктуирующие и флуктуирующие по амплитуде и фазе. Современные ИП должны иметь междупериодные флуктуации по амплитуде (имитация изменений эффективной отражающей поверхности (ЭОП)) и фазе (имитация взаимных перемещений элементов конструкции ЛА);
- по формированию дополнительного доплеровского сдвига частоты: без формирования и с формированием;
- по формированию пространственной структуры, соответствующей размерам ЛА: без формирования и с формированием.

Имитация пространственной структуры предполагает создание распределенности ИП по времени задержки (дальности), по доплеровской частоте (имитация модуляции винтами, компрессорами, турбинами и проч.), в картинной плоскости. Менее сложно, а, следовательно, более реалистично, формирование распределенности ИП по времени задержки и доплеровской частоте. Имитацию распределенности в картинной плоскости реализовать сложнее, так как излучение ИП обычно осуществляется одной антенной (рупорный излучатель, антенная решетка).

На рис. 2 представлена иллюстрация традиционного варианта постановки ИП с борта самолета при индивидуальной защите от атакующей ракеты с активной ГСН. В этом варианте все процедуры (прием электромагнитной волны (ЭМВ), преобразование зондирующего сигнала, формирование ИП и излучение ИП) осуществляются на борту ЛА. Недостатком такого варианта является размещение передающей антенны на борту ЛА, что позволяет ГСН наводиться на источник излучения – самолет. Достоинства данного варианта – удобство реализации и отсутствие дополнительных временных задержек.

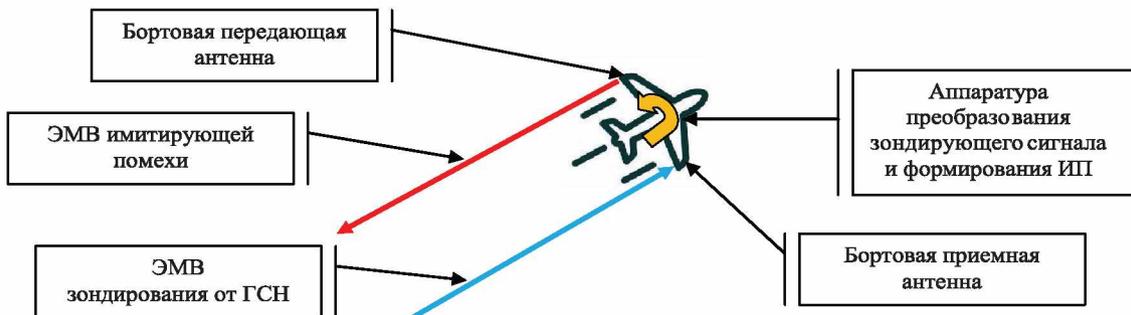


Рис. 2. Вариант постановки имитирующих помех с борта самолета
Fig. 2. Option for setting up simulating interference from an aircraft

На рис. 3 представлена иллюстрация другого варианта защиты – формирование ИП на борту самолета и постановка ИП с буксируемой ловушки. В этом способе прием и преобразование сигнала, формирование ИП осуществляются на борту ЛА, а затем сформированная ИП преобразуется на несущую частоту оптического диапазона, по оптоволоконному кабелю длиной L_{TD} передается на буксируемую ловушку, где преобразуется на радиочастоту, усиливается и излучается антенной ловушки. Достоинство данного варианта – вынос излучающей антенны за пределы ЛА, а принципиальный недостаток – внесение в ИП дополнительной задержки τ_{TD} при передаче сигнала в оптоволоконном кабеле. Эту задержку можно оценить, используя выражение:

$$\tau_{TD} = \frac{L_{TD}}{v_{oc}} - \frac{L_{TD}}{c}, \quad (6)$$

где $v_{oc} = \frac{c}{n_{oc}}$ – скорость распространения ЭМВ в оптическом кабеле; n_{oc} – коэффициент преломления оптического сердечника кабеля.

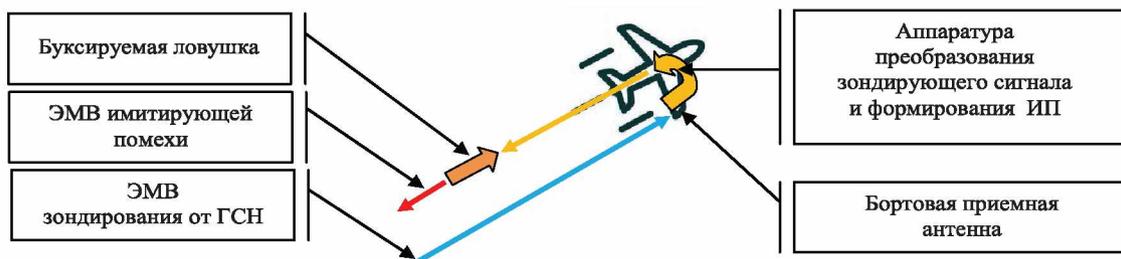


Рис. 3. Вариант формирования помехи на самолете и постановки помехи с буксируемой ловушки
Fig. 3. Option for creating jamming on an airplane and setting up jamming from a towed decoy

Например, для типовых значений $L_{TD} = 150$ м и $n_{oc} = 1,49$ скорость распространения и задержка будут соответственно равны: $v_{oc} \cong 2,013 \cdot 10^8$ м/с и $\tau_{TD} = 0,245$ мкс. Такая задержка является существенной и создаст проблему в защите ЛА при использовании в ГСН простых прямоугольных радиоимпульсов длительностью $T_0 \leq \frac{\tau_{TD}}{2}$.

Модель имитирующих помех в активной головке самонаведения

Перед рассмотрением математической модели ИП целесообразно определить технические возможности бортовой аппаратуры ЛА, определяющие способ формирования дополнительного доплеровского сдвига $\Delta\omega_{ds_IP}$ по частоте:

способ 1 – на основе управления поимпульсной задержкой сигналов ИП, который фактически соответствует процессу появления доплеровского сдвига по частоте в сигнале, отраженном от движущегося объекта;

способ 2 – на основе частотного преобразования с использованием опорного сигнала, частота которого сдвинута на необходимое значение $\Delta\omega_{ds_IP}$. Для реализации этого способа требуется синтезатор СВЧ-сигнала с управлением частотой от единиц до сотен герц.

До появления технологии DRFM (Digital Radio Frequency Memory) в постановщике когерентных помех для создания дополнительного доплеровского сдвига по частоте использовались лам-

пы бегущей волны, в которых фазовая модуляция обеспечивалась путем управления задержкой электронного потока (способ 1). В технологии DRFM сложно реализовать способ 1, поскольку для этого требуется использование частоты дискретизации в десятки гигагерц, при которой обеспечивается требуемый минимальный интервал поимпульсного временного сдвига для имитации доплеровских сдвигов в сантиметровом диапазоне длин волн. Гораздо проще реализовать способ 2:

– сформировать ИП без дополнительного частотного сдвига на промежуточной частоте $U_{IP_N}(t) \exp[i2\pi f_{pr}t]$, где $U_{IP_N}(t)$ – комплексный закон модуляции ИП. В этом сигнале, сформированном из принятого зондирующего сигнала, уже содержится доплеровский сдвиг по частоте на прием $f_{ds_1/2} = -\frac{v_r}{\lambda}$, где v_r – радиальная скорость ЛА относительно ГСН (с учетом (4));

– сформировать дополнительный доплеровский сдвиг в сигнале синтезатора гетеродинных частот, который используется для преобразования ИП на несущую частоту. Формируемый сигнал синтезатора имеет вид $u_{G_IP}(t) = E_{0G_IP} \exp[i(2\pi(f_G + \Delta f_{ds_IP})t)]$, где f_G – опорная частота; $\Delta f_{ds_IP} = \frac{\Delta\omega_{ds_IP}}{2\pi}$ – дополнительный доплеровский сдвиг; E_{0G_IP} – несущественная для анализа амплитуда сигнала (примем $E_{0G_IP} = 1$ В);

– преобразовать имитирующие помехи на несущую частоту путем перемножения $U_{IP_N}(t) \exp[i2\pi f_{pr}t]$ $u_{G_IP}(t)$ и частотной фильтрации с выделением искомой имитирующей помехи $u_{IP}(t) = U_{IP_N}(t) \exp[i(2\pi((f_{pr} + f_G + \Delta f_{ds_IP})t))]$. Заметим, что в приведенных выражениях не рассматриваются несущественные для анализа начальные фазы сигналов.

Рассмотрим типовую ИП, которая не имитирует распределенную пространственную структуру ЛА. Ее математическая модель на выходе антенны активной ГСН описывается выражением

$$u_{IP}(t) = M_{IP}(t) \exp\left[i\left(2\pi f_0 \left(t - (t_r(t) + \Delta t_{r_IP}(t)) - \tau_{Z\ Form} - \tau_{TD}\right) + \varphi_{ds_IP}(t) + \varphi_0\right)\right] \times \sum_{l=0}^{L-1} U_0 \left(t - lT_r - (t_r(t) + \Delta t_{r_IP}(t)) - \tau_{Z\ Form} - \tau_{TD}\right), \quad (7)$$

где $M_{IP}(t) = E_{IP}(t) \exp[i\varphi_{IP}(t)]$ – комплексная огибающая ИП, включающая законы флуктуаций амплитуды $E_{IP}(t)$ и фазы $\varphi_{IP}(t)$; $t_r(t)$ – время распространения ЭМВ от ГСН до приемной бортовой антенны (корпуса ЛА) и обратно в ГСН; $\Delta t_{r_IP}(t)$ – закон изменения дополнительной временной задержки закона модуляции зондирующего сигнала в составе ИП; $\varphi_{ds_IP}(t)$ – закон фазовой модуляции ИП для имитации дополнительного доплеровского сдвига по частоте $\Delta\omega_{ds_IP}(t) = \frac{\varphi_{ds_IP}(t)}{t}$; $\tau_{Z\ Form}$ – время задержки принятого зондирующего сигнала в бортовой аппаратуре преобразования зондирующего сигнала и формирования ИП.

Выражение (7) является общим для вариантов, представленных на рис. 2, 3, причем для варианта на рис. 2 задержка $\tau_{TD} = 0$. Целесообразно акцентировать внимание на том, что для рассматриваемого способа формирования ИП в формуле (7) составляющую $\Delta t_{r_IP}(t)$ в экспоненциальном множителе можно исключить или полагать значение $\Delta t_{r_IP}(t)$ в течение интервала наблюдения $T_H = LT_r$ практически неизменным, так как любые изменения $\Delta t_{r_IP}(t)$ в этом интервале вызовут соответствующую фазовую модуляцию, которая, возможно, является нежелательной. В связи с этим необходимо отметить, что формирование опорного сигнала и создание временных сдвигов закона модуляции ИП в постановщике помех являются в общем случае независимыми процессами.

Имитирующая помеха в ГСН после преобразования на видеочастоту вида $u_{IP_Rc}(t) = u_{IP}(t) u_G^*(t)$ (по аналогии с (2)) представляется выражением

$$u_{IP_Rc}(t) = M_{IP}(t) \exp\left[i\left(2\pi f_0 \left(- (t_r(t) + \Delta t_{r_IP}(t)) - \tau_{Z\ Form} - \tau_{TD}\right) + \varphi_{ds_IP}(t) + \varphi_0\right)\right] \times \sum_{l=0}^{L-1} U_0 \left(t - lT_r - (t_r(t) + \Delta t_{r_IP}(t)) - \tau_{Z\ Form} - \tau_{TD}\right). \quad (8)$$

Рассмотрим ИП, которая имитирует распределенную пространственную структуру ЛА. Такая помеха представляет собой сумму из B_{IP} сигналов, имитирующих отражения от летательного аппарата, на корпусе которого имеется B_{IP} областей локального отражения. Математическая модель сигнала, имитирующего b -ю область локального отражения, на выходе приемной антенны РЛС описывается выражением

$$u_{IP_L}(t, b) = M_{IP}(t, b) \sum_{l=0}^{L-1} U_0 \left(t - lT_r - (t_r(t) + \Delta t_{r_IP}(t, b)) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) \times \exp \left[i \left(2\pi f_0 \left(t - (t_r(t) + \Delta t_{r_IP}(t, b)) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) + \varphi_{ds_IP}(t) + \varphi_0 \right) \right], \quad (9)$$

где $M_{IP}(t, b) = E_{IP}(t, b) \exp[i\varphi_{IP}(t, b)]$ – комплексная огибающая b -й составляющей ИП, включающая законы флуктуаций амплитуды $E_{IP}(t, b)$ и фазы $\varphi_{IP}(t, b)$; $\Delta t_{r_IP}(t, b)$ – закон изменения дополнительной временной задержки закона модуляции зондирующего сигнала для b -й составляющей ИП.

Использование комплексной огибающей $M_{IP}(t, b)$ может быть как минимум в трех вариантах:

вариант 1 – индивидуальные флуктуации для каждой составляющей с номером $b = \overline{1; B_{IP}}$ не используются, а применяется общая имитация флуктуаций в виде общего множителя $M_{IP}(t)$ суммы составляющих. Такой вариант является рациональным;

вариант 2 – индивидуальные флуктуации используются для одной составляющей с номером $b = b_M$. В этой составляющей создается регулярная поимпульсная амплитудно-фазовая или только амплитудная (формирование существенно проще) модуляция $M_{IP}(t, b_M)$, имитирующая отражения от вращающихся элементов двигательной установки (от винтов, компрессоров, турбин). Кроме того, применяется общая имитация флуктуаций в виде общего множителя $M_{IP}(t)$ суммы составляющих. Такой вариант является рациональным и обладает расширенными возможностями (обеспечивает имитацию индивидуальных признаков ЛА);

вариант 3 – индивидуальные флуктуации создаются независимо для каждой составляющей, т. е. используются множители $M_{IP}(t, b)$, $b = \overline{1; B_{IP}}$. Такой вариант является нерациональным.

Обобщенное выражение для математической модели ИП, имитирующей пространственно распределенный объект, на выходе приемной антенны ГСН (РЛС) имеет вид

$$u_{IP}(t) = \sum_{b=1}^{B_{IP}} M_{IP}(t, b) \sum_{l=0}^{L-1} U_0 \left(t - lT_r - (t_r(t) + \Delta t_{r_IP}(t, b)) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) \times \exp \left[i \left(2\pi f_0 \left(t - (t_r(t) + \Delta t_{r_IP}(t, b)) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) + \varphi_{ds_IP}(t) + \varphi_0 \right) \right]. \quad (10)$$

Из (10) можно получить более рациональное выражение, которое основано на следующем: индивидуальные флуктуации используются только для одной составляющей с номером $b = b_M$. Данная составляющая имитирует вторичную модуляцию [5] отраженного сигнала. Для этого модуляция должна быть поимпульсная, т. е. $M_{IP}(t, b_M) = \sum_{l=0}^{L-1} E_{IP}(t - lT_r, b_M) \exp[i\varphi_{IP}(t - lT_r, b_M)]$.

С учетом сложности реализации синхронной фазовой модуляции можно ограничиться амплитудной модуляцией, при которой $M_{IP}(t, b_M) = \sum_{l=0}^{L-1} E_{IP}(t - lT_r, b_M)$. Поскольку пространственно распределенный имитируемый объект должен двигаться как единое целое, дополнительные задержки $\Delta t_{r_IP}(t, b)$, $b = \overline{1; B_{IP}}$, преобразуются к виду $\Delta t_{r_IP}(t, b) = \overline{\Delta t_{r_IP}(t)} + \delta t_{r_IP}(t, b)$, $b = \overline{1; B_{IP}}$, где $\overline{\Delta t_{r_IP}(t)}$ – среднее значение дополнительной задержки; $\delta t_{r_IP}(t, b)$ – дополнительная индивидуальная задержка для b -й составляющей.

Формирование индивидуальных смещений $\delta t_{r_IP}(t, b)$, $b = \overline{1; B_{IP}}$, которые имитируют взаимные перемещения областей отражения в пространстве, сравнительно сложное. Поэтому более рациональным вариантом является формирование дополнительной задержки в виде $\Delta t_{r_IP}(t, b) = \overline{\Delta t_{r_IP}(t)} + \delta t_{r_IP}(b)$, $b = \overline{1; B_{IP}}$, где $\delta t_{r_IP}(b)$ – индивидуальная относительная задержка для b -й составляющей. С учетом этого математическую модель рациональной ИП, имитирующей пространственно распределенную структуру ЛА, можно представить в виде

$$\begin{aligned}
 u_{IP}(t) = & \sum_{b \neq b_M=1}^{B_{IP}} M_{IP}(t, b) \sum_{l=0}^{L-1} U_0 \left(t - lT_r - \left(t_r(t) + \overline{\Delta t_{r_IP}}(t) + \delta t_{r_IP}(b) \right) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) \times \\
 & \times \exp \left[i \left(2\pi f_0 \left(t - \left(t_r(t) + \overline{\Delta t_{r_IP}}(t) + \delta t_{r_IP}(b) \right) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) + \varphi_{ds_IP}(t) + \varphi_0 \right) \right] + \\
 & + M_{IP}(t, b_M) \sum_{l=0}^{L-1} U_0 \left(t - lT_r - \left(t_r(t) + \overline{\Delta t_{r_IP}}(t) + \delta t_{r_IP}(b_M) \right) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) \times \\
 & \times \exp \left[i \left(2\pi f_0 \left(t - \left(t_r(t) + \overline{\Delta t_{r_IP}}(t) + \delta t_{r_IP}(b_M) \right) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) + \varphi_{ds_IP}(t) + \varphi_0 \right) \right]. \quad (11)
 \end{aligned}$$

Имитирующая помеха, описываемая выражением (11), после преобразования в ГСН на видеочастоту представляется в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 u_{IP}(t) = & M_{IP}(t) \sum_{b \neq b_M=1}^{B_{IP}} \sum_{l=0}^{L-1} U_0 \left(t - lT_r - \left(t_r(t) + \overline{\Delta t_{r_IP}}(t) + \delta t_{r_IP}(b) \right) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) \times \\
 & \times \exp \left[i \left(2\pi f_0 \left(- \left(t_r(t) + \overline{\Delta t_{r_IP}}(t) + \delta t_{r_IP}(b) \right) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) + \varphi_{ds_IP}(t) \right) \right] + \\
 & + M_{IP}(t, b_M) \sum_{l=0}^{L-1} U_0 \left(t - lT_r - \left(t_r(t) + \overline{\Delta t_{r_IP}}(t) + \delta t_{r_IP}(b_M) \right) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) \times \\
 & \times \exp \left[i \left(2\pi f_0 \left(- \left(t_r(t) + \overline{\Delta t_{r_IP}}(t) + \delta t_{r_IP}(b_M) \right) - \tau_{Z_Form} - \tau_{TD} \right) + \varphi_{ds_IP}(t) \right) \right]. \quad (12)
 \end{aligned}$$

Заключение

1. Детальное рассмотрение математической модели отраженного сигнала актуально в двух основных приложениях:

- селекция летательного аппарата на фоне многократных имитирующих помех;
- создание имитирующих помех, структура и параметры которых максимально приближаются к структуре и параметрам сигнала, отраженного от летательного аппарата.

2. Технология DRFM обеспечивает максимальное приближение имитирующих помех по структуре и параметрам к реальному сигналу, отраженному от летательного аппарата. Однако всегда имеются технические ограничения, связанные с быстродействием и производительностью (в данном случае – со способностью выполнять одновременное формирование имитирующих помех) аппаратуры формирования имитирующих помех на основе технологии DRFM.

3. Разработанные модели имитирующих помех являются основой для системного представления об их формировании. Такое представление позволяет разработчику радиолокационных станций правильно определить подходы к защите от имитирующих помех и принять соответствующее техническое решение, обеспечивающее защиту от них.

4. Поскольку постановщики имитирующих помех ориентированы на подавление классов радиолокационных станций (радиолокационные станции обзора, радиолокационные станции наведения оружия, головки самонаведения), формирование имитирующих помех предполагает некоторую универсальность, которая ведет к определенным упрощениям. Именно эти упрощения, возникающие как следствие универсальности в построении и функционировании формирователей помех, должен использовать разработчик конкретной радиолокационной станции для ее защиты. В частности, широкий простор в защите радиолокационных станций от имитирующих помех открывают динамичное управление параметрами зондирующих сигналов и обработка принятого сигнала с обеспечением сверхразрешения по координате или параметру сигнала.

Список литературы

1. Leroy, B. Van Brunt. Applied ECM / B. Van Brunt Leroy // EW Engineering Inc., USA. 1978 (1987, 1995). Vol. 1–3.
2. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Под ред. Ю. М. Перунова. Изд. 2-е, испр. и дополн. М.: Радиотехника, 2008.

3. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных волн / В. Д. Добыкин [и др.]; под общ. ред. А. И. Куприянова. М.: Вузовская книга, 2009.
4. Штагер, А. Е. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы / А. Е. Штагер. М.: Радио и связь, 1986.
5. Гейстер, С. Р. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам / С. Р. Гейстер. Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2000.

References

1. Leroy V. Van Brunt (1978, 1987, 1995) *Applied ECM. EW Engineering Inc., USA*. 1–3.
2. Perunov Yu. M. (ed.) (2008) *Electronic Jamming of Information Channels of Weapon Control Systems*. Moscow, Radiotekhnika Publ. (in Russian).
3. Dobykin V. D., Kupriyanov A. I., Ponomarev V. G., Shustov L. N. (2009) *Electronic Warfare. Digital Storage and Reproduction of Radio Signals and Electromagnetic Waves*. Moscow, University Book (in Russian).
4. Shtager A. E. (1986) *Scattering of Radio Waves on Bodies of Complex Shape*. Moscow, Radio i Svyaz Publ. (in Russian).
5. Heister S. R. (2000) *Adaptive Detection-Recognition with Interference Selection Based on Spectral Portraits*. Minsk, Military Academy of the Republic of Belarus Publ. (in Russian).

Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Гейстер С. Р., д-р техн. наук, проф., гл. науч. сотр.
ОАО «АЛЕВКУРП»

Цяньлань Хуан, асп. Национального университета
оборонных технологий

Адрес для корреспонденции

223050, Республика Беларусь,
Минская обл., Минский р-н, Боровлянский с/с,
д. Королев Стан, ул. Московская, 1а, ком. 17
ОАО «АЛЕВКУРП»
Тел.: +375 29 760-86-71
E-mail: hsr_aero1960@mail.ru
Гейстер Сергей Романович

Information about the authors

Heister S. R., Dr. of. Sci. (Tech.), Professor, Chief
Researcher at JSC “ALEVKURP”

Qianlan Huang, Postgraduate at National University
of Defense Technology

Address for correspondence

223050, Republic of Belarus,
Minsk Region, Minsk District, Borovlyansky S/S,
Korolev Stan Village, Moscow St., 1a, room 17
JSC “ALEVKURP”
Tel.: +375 29 760-86-71
E-mail: hsr_aero1960@mail.ru
Heister Sergey Romanovich