

Математическая модель функционирования станции активных помех

Маклашов В.А.* , Пиганов М.Н.**

Самарский национальный исследовательский университет

имени академика С.П. Королева,

Московское шоссе, 34, Самара, 443086, Россия

*e-mail: mg37@rambler.ru

** e-mail: kipres@ssau.ru

Статья поступила 06.07.2020

Аннотация

В данной работе рассмотрена математическая модель функционирования бортовой станции активных помех (САП), алгоритмы подавления проникающей помехи «компенсационным» способом, алгоритмы управления параметрами компенсирующих и модулирующих колебаний при подавлении проникающей помехи в условиях неполного знания характеристик радиоканала распространения радиоклебания.

Обобщенная математическая модель САП описывает работу радиоканала распространения радиоклебания по объекту размещения станции, полезные принимаемые радиосигналы, проникающие помехи. При построении модели были приняты следующие допущения: радиоканал распространения радиоклебания является линейным, т.к. нелинейные электрофизические эффекты, вызываемые облучением поверхности объекта невелики и ими можно пренебречь из-за сравнительно небольших значений мощности радиосигналов САП; распространение

радиоколебания по объекту от передающей к приёмной антенне САП происходит по нескольким путям (многолучевой характер распространения); число путей, электрическая длина, затухание и набег фазы априорно неизвестны, и они быстро изменяются; при распространении радиоколебания по объекту размещения САП оно задерживается на каждом пути распространения пропорционально его длине, что приводит к неконтролируемым изменениям фазы и амплитуды проникающей помехи.

Ключевые слова: математическая модель, радиосигнал, проникающая помеха, алгоритм подавления, станция активных помех, эффективность подавления, критерии выбора, частота модуляции, фильтр, синтез, компенсирующее колебание, матричный вид.

Введение

Средства радиоэлектронной борьбы [1,2] должны выполнять две основных функции: первая – воздействие радиоизлучениями (радиопомехами) на радиоэлектронные системы противника; вторая – защита своих систем от аналогичных воздействий [3-5].

Вопросам защиты своих систем, т.е. помехоустойчивости радиоэлектронной аппаратуры в последние годы уделено много внимания. Так, например, в работе [6] рассмотрены вопросы моделирования влияния взаимно коррелированных помех на качество селекции сигнала; авторами [7] проведен анализ влияния помех без учета их коррелированности; оценке влияния помех на вероятность ошибки приема

сообщения посвящена работа [8]; алгоритм устранения высокодисперсных значений шумовых помех предложен в [9]; в статье [10] приведена методика фильтрации периодических помех.

Вопросы воздействия на радиоэлектронные системы противника освещены в меньшей степени. Эти функции выполняют, как правило, станции активных помех [11-13].

При совместном размещении комплексов радиоэлектронной борьбы (РЭБ), включающих в себя системы радиоэлектронного подавления (РЭП) и радиотехнической разведки (РТР) на объектах ограниченного размера возникает проблема приема радиосигналов РЭС во время излучения станцией активных помех. Эта проблема возникает по причине невозможности на объектах ограниченного размера разнести приемные и передающие антенны на большие расстояния. Из-за этого часть изучаемого радиоклебания проникает на вход приемника САП, маскирует принимаемые радиосигналы, нарушая его работу [13].

Для подавления помех необходимо иметь математические модели САП и радиосигналов. В современных САП применяется широкий набор радиосигналов [14-20]. Математическая модель наиболее часто используемого радиосигнала приведена в [21].

Целью данной работы является выбор и анализ математической модели САП и алгоритма подавления проникающей помехи.

Математическая модель радиоканала распространения радиополебания по объекту размещения САП

Процесс распространения излучаемого САП радиополебания от передающей к приёмной антенне можно достаточно точно описать системой интегрально-дифференциальных уравнений теории электромагнитных волн. Однако использовать такое описание на практике крайне трудно, т.к. для этого необходимо располагать точной информацией о геометрических и электрофизических характеристиках объекта размещения.

Получим соотношения между характеристиками излучаемого САП радиосигнала и помехой, проникающей на вход приёмной антенны. При разработке таких соотношений будем использовать следующие свойства радиоканала распространения радиополебания от передающей к приёмной антенне САП.

Во-первых, радиоканал распространения радиополебания является линейным, т.к. нелинейные электрофизические эффекты, вызываемые облучением поверхности объекта невелики и ими можно пренебречь из-за сравнительно небольших значений мощности радиосигналов САП.

Во-вторых, распространение радиополебания по объекту от передающей к приёмной антенне САП происходит по нескольким путям (многолучевой характер распространения); число путей, электрическая длина, затухание и набег фазы априорно неизвестны, и они быстро изменяются.

В-третьих, при распространении радиополебания по объекту размещения САП оно задерживается на каждом пути распространения пропорционально его

длине, что приводит к неконтролируемым изменениям фазы и амплитуды проникающей помехи. Вместе с тем на реальных объектах размещения САП (самолёты, вертолёты, ракеты и т.п.) длины путей составляют 1...30 м и их вариации составляют 10...20 %. Это приводит к задержкам в 1...100 нс и к изменениям их на 0,1...10 нс. При таком малом рассеянии по задержке радиоколебания на различных путях распространения комплексная огибающая проникающей помехи практически будет совпадать по форме с комплексной огибающей излучаемого САП радиоколебания, если ширина спектра помехи не превышает несколько сотен мегагерц. Отличия будут только в изменениях амплитуды и фазы комплексной огибающей проникающей помехи и её задержек на каждом пути ее распространения.

Введем следующие обозначения:

M – число путей распространения радиоколебания по объекту;

τ_k ($k = 1, 2, \dots, M$) – величина задержки излучаемого САП радиоколебания при его распространении по k -му пути ($k = 1, 2, \dots, M$);

$\dot{\eta}_k(t) = A_k e^{j\varphi_k}$ – комплексный случайный процесс, учитывающий флюктуации амплитуды A_k и фазы φ_k излучаемого САП радиоколебания на k -ом пути его распространения по объекту;

$L_p(k)$ – величина затухания (среднего) излучаемого САП радиоколебания при его распространении по k -му пути.

В общем случае значения M , τ_k , $\dot{\eta}_k$, $L_p(k)$ зависят от несущей частоты излучаемого САП радиоколебания и они изменяются при перестройке несущей

частоты $f_{из}$.

В соответствии с теорией многолучевого распространения радиоволн [19] величину $\dot{\eta}_k$ можно считать случайным процессом с нулевым математическим ожиданием, дисперсией $\sigma_k^2 = M[|\dot{\eta}_k|^2]$ и автокорреляционной функцией $R_{\eta}(t_1, t_2)$. Так как флуктуации амплитуды и фазы излучаемого САП радиоколебания на каждом k -ом пути его распространения обусловлены небольшими локальными изменениями его электрофизических характеристик в окрестности этого пути, то будем считать $\dot{\eta}_1, \dots, \dot{\eta}_M$ взаимно независимыми случайными процессами. Вместе с тем следует учитывать, что амплитудно-фазовые флуктуации быстро изменяются во времени за счет движения объекта, вибрации отдельных его частей, изменений электрофизических характеристик среды вокруг объекта (влажность, давление и т.д.). Поэтому $\dot{\eta}_k$ есть случайный процесс с интервалом корреляции в несколько сотен микросекунд.

Напротив величины $M, \tau_1, \dots, \tau_M, L_p(1), \dots, L_p(M)$ стабильны и медленно изменяются во времени. Их можно считать неслучайными параметрами, значения которых априорно неизвестны. В этих условиях проникающую на вход приемника САП помеху, обусловленную распространением излучаемого радиосигнала от передающей к приемной антенне САП, можно представить в виде:

$$\dot{U}_{\text{прон}}(t) = \sum_{k=1}^M \dot{\eta}_k(t) \dot{U}_{из}(t - \tau_k) (L_p(k))^{-1} e^{-j2\pi f_{из} \tau_k}. \quad (1)$$

Математическая модель полезных радиосигналов, принимаемых САП

Радиосигналы, поступающие на вход приемника САП, являются узкополосными. Временные и частотные свойства каждой реализации принимаемого радиосигнала $U_c(t)$ можно описать выражениями:

$$\begin{cases} U_c(t) = \{A_c(t) \cos[2\pi f_c t + \varphi_c(t) + \varphi_0]\} A_{oc}; \\ U_c(t) = [U_c^+ \cos(2\pi f_c t) - U_c^- \sin(2\pi f_c t)] A_{oc}; \\ U_c(t) = \operatorname{Re}\left\{\dot{U}_c(t) e^{j2\pi f_c t}\right\}; \quad \dot{U}_c(t) = U_c^+(t) + jU_c^-(t); \\ S_c(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U_c(t) e^{j2\pi f_c t} dt. \end{cases} \quad (2)$$

Здесь:

f_c – несущая частота радиосигнала;

A_{oc} – флюктуирующая амплитуда радиосигнала;

$A_c(t)$, $\varphi_c(t)$ – закон амплитудной и фазовой модуляции радиосигнала;

φ_0 – флюктуирующая начальная фаза радиосигнала;

$U_c^\pm(t)$ – квадратуры радиосигнала;

$\dot{U}_c(t)$ – комплексная огибающая радиосигнала;

$S_c(f)$ – спектр радиосигнала.

Обычно нормировку закона амплитудной модуляции выбирают так, чтобы

$$\int_0^{T_c} A_c^2(t) dt \equiv 1, \text{ где } T_c \text{ – длительность радиосигнала.}$$

Тогда средняя мощность радиосигнала равна:

$$P_c = \frac{1}{T_c} M[A_{oc}^2].$$

Амплитуда и начальная фаза принимаемого радиосигнала случайным образом флюктуируют за счет изменений условий распространения радиоволн. Для описания статистических свойств таких флюктуаций используют различные модели. Наиболее часто используется релеевская модель флюктуации, согласно которой амплитуда и фаза радиосигнала статистически независимы и имеют релеевские и равномерные в интервале $(-\pi, \pi)$ плотности распределения вероятностей. Тогда статистические свойства принимаемого радиосигнала полностью характеризуются значением ее средней мощности.

Приемники САП работают таким образом, чтобы без искажений принимать и обрабатывать радиосигналы, несущая частота которых попадает в «мгновенный»

рабочий диапазон частот $\left[f_0 - \frac{\Delta F_{\text{пр}}}{2}, f_0 + \frac{\Delta F_{\text{пр}}}{2} \right]$.

Здесь через $\Delta F_{\text{пр}}$ обозначена ширина мгновенной полосы приемника САП, f_0 – частота настройки приемника.

Ширина «мгновенной» полосы приемника САП обычно много больше, чем ширина спектра ΔF_c принимаемого радиосигнала, т.е. $\Delta F_{\text{пр}} \gg \Delta F_c$. Ширина спектра радиоклебания $\Delta F_{\text{из}}$, излучаемого САП, меньше $\Delta F_{\text{пр}}$, т.к. $\Delta F_{\text{из}} \approx \Delta F_c$.

Математическая модель алгоритмов подавления проникающей помехи «компенсационным» способом

Низкая эффективность классического алгоритма подавления проникающей помехи обусловлена тем, что компенсация происходит на очень высокой несущей частоте излучаемого САП радиоклебания $f_{\text{из}}$; при этом даже небольшие несовпадения задержек

компенсационного и помехового колебаний приводят к большим фазовым рассогласованиям. Кроме того, компенсационное колебание формируется из копии излучаемого САП радиоколебания, которая по своим характеристикам (амплитуде, фазе, задержке) изначально отличается от проникающей помехи, так как радиоколебание искажается при распространении по объекту размещения САП.

Влияние этих негативных факторов на эффективность подавления проникающей помехи можно ослабить, если синтезировать компенсационное колебание из составляющих излучаемого САП радиоколебания на частотах $f_{из}+F_M$, $f_{из}+2F_M, \dots$, $f_{из}+NF_M$, возникающих из-за его дополнительной модуляции.

Комплексные огибающие проникающей помехи $\dot{U}_{пр}(t, iF)$ при $i=0, \pm 1, \dots, \pm n$ имеют вид:

$$\dot{U}_{пр}(t, iF_M) = \sum_{k=1}^M [L_p(k)]^{-1} \dot{U}_{п}(t - \tau_k) \eta_k e^{-j2\pi \tau_k f_{из}} e^{-j2\pi i (F_M \tau_k)} \dot{U}_{м1}(i) . \quad (3)$$

Распространяясь по объекту, составляющая радиоколебания на частоте $f_{из}$ ($i=0$), которая маскирует принимаемый САП радиосигнал, и составляющие радиоколебания на частотах $f_{из} \pm F_M, f_{из} \pm 2F_M, \dots, f_{из} \pm NF_M$ имеют практически одинаковую структуру, если $iF_M \ll f_{из}$.

Поэтому можно ожидать, что компенсационное колебание, синтезированное на основе $\dot{U}_{пр}(t, iF_M)$, будет мало отличаться от проникающей помехи, что дает возможность подавить ее более эффективно, чем в классическом алгоритме.

Для синтеза компенсационного колебания из частотных составляющих необходимо разделить проникающую помеху на такие составляющие на частотах $f_{из}$, $f_{из} \pm F_m, f_{из} \pm 2F_m, \dots$. Такое разделение не всегда возможно.

Из рис. 1 видно, что для этого необходимо выбирать F_m из условия: $F_m > \Delta F_{из}$, где $\Delta F_{из}$ – ширина частотного спектра излучаемого САП радиосигнала.

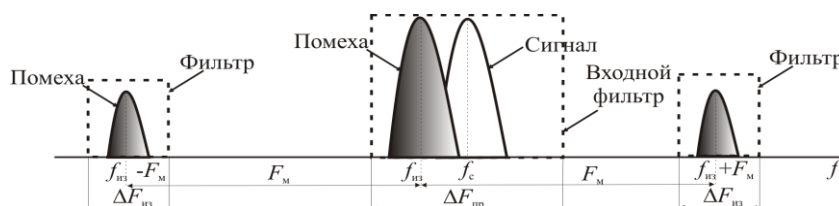


Рис. 1. Спектры проникающей помехи и принимаемого радиосигнала

Вместе с тем на входе приемника САП в полосе частот шириной $\delta f_{пр}$ находится не только проникающая помеха, но и принимаемый радиосигнал. Если выбрать $\delta f_{пр} > f_m > \delta f_{из}$, то как следует из рис. 1 при выделении фильтром составляющих помехи можно исказить спектр принимаемого радиосигнала. Чтобы этого не допустить, необходимо выбирать частоту модуляции из условия:

$$F_m \geq \Delta F_{пр}.$$

Тогда для разделения проникающей помехи на составляющие на частотах $f_{из} \pm f_m, f_{из} \pm 2f_m, \dots, f_{из} \pm nf_m$ можно использовать систему из $2n$ полосовых фильтров с полосами пропускания $\delta f_{из}$, настроенными на частоты $f_{из} \pm f_m, f_{из} \pm 2f_m, \dots, f_{из} \pm nf_m$.

Для выделения из принимаемой смеси принимаемого радиосигнала на частоте f_c в смеси с проникающей помехой на частоте $f_{из}$ необходимо применить отдельный фильтр с полосой пропускания $\delta f_{пр}$ и центральной частотой f_0 , совпадающей с частотой настройки приемника САП.

Для получения комплексных огибающих помехи $\dot{U}_{\text{пр}}(t, iF_M)$, $i = 0, \pm 1, \dots, \pm n$ необходимо в каждом i -ом канале фильтрации преобразовать выходные сигналы квадратурным (синхронным) детектором с опорной частотой $f_{\text{из}} + if_M$, $i = 0, \pm 1, \dots, \pm n$.

В результате получим квадратуры помеховых частотных составляющих.

На основе квадратур формируется комплексная огибающая частотных составляющих $\dot{U}_{\text{пр}}(t, iF_M)$ по выражению:

$$\dot{U}_{\text{пр}}(t, iF_M) = \dot{U}_{\text{пр}}^+(t, iF_M) + j\dot{U}_{\text{пр}}^-(t, iF_M) + \dot{U}_{\text{ш}}(t, i) \quad (4)$$

Здесь:

$\dot{U}_{\text{ш}}(t, i) = \dot{U}_{\text{ш}}^+(t, i) + j\dot{U}_{\text{ш}}^-(t, i)$ – комплексная огибающая внутриприемного шума со спектральной плотностью $N_{\text{ш}}$ и мощностью $P_{\text{ш}} = N_{\text{ш}} \Delta F_{\text{из}}$;

$\dot{U}_{\text{ш}}^+(t, i)$, $\dot{U}_{\text{ш}}^-(t, i)$ – квадратурные составляющие внутриприемных шумов.

Комплексная огибающая компенсирующего колебания синтезируется из комплексных огибающих частотных составляющих проникающей помехи по алгоритму:

$$\dot{U}_{\text{комп}}(t) = \Phi_{\text{синт}}[\dot{U}_{\text{пр}}(t, F_M) + \dot{U}_{\text{ш}}(t, 1), \dot{U}_{\text{пр}}(t, -F_M) + \dot{U}_{\text{ш}}(t, -1), \dot{U}_{\text{пр}}(t, NF_M) + \dot{U}_{\text{ш}}(t, N)] \quad (5)$$

Здесь $\Phi_{\text{синт}}[\dots, \dots, \dots]$ – синтезирующий оператор, вид и параметры которого необходимо выбрать так, чтобы $\dot{U}_{\text{комп}}(t)$ была близка к комплексной огибающей проникающей помехи.

Компенсирующее колебание $U_{\text{комп}}(t)$ восстанавливается из комплексной огибающей $\dot{U}_{\text{комп}}(t)$ путем модуляции гармонического колебания в квадратурном модуляторе:

$$U_{\text{комп}}(t) = \frac{1}{2} \left[\dot{U}_{\text{комп}}(t) e^{j2\pi f_{\text{из}} t} + \dot{U}_{\text{комп}}^*(t) e^{-j2\pi f_{\text{из}} t} \right]. \quad (6)$$

Вычитая компенсационное колебание из отфильтрованной полосовым фильтром с центральной частотой F_0 и полосой $\Delta F_{\text{ПР}}$ смеси принимаемого радиосигнала с комплексной огибающей $\dot{U}_c(t)$ и составляющей проникающей помехи с комплексной огибающей $\dot{U}_{\text{пр}}(t, iF_M \equiv 0)$, получим на входе приемника САП колебание в виде:

$$U_{\text{вх}}(t) = U_{\text{см}}(t) - U_{\text{комп}}(t), \quad U_{\text{см}}(t) = U_c(t) + U_{\text{прон}}(t, iF_M \equiv 0) + U_{\text{швх}}(t). \quad (7)$$

При этом комплексная огибающая колебания $\dot{U}_{\text{вх}}(t)$ равна:

$$\dot{U}_{\text{вх}}(t) = [\dot{U}_c(t) + \dot{U}_{\text{пр}}(t, iF_M = 0) + \dot{U}_{\text{швх}}(t)] - \dot{U}_{\text{ком}}(t). \quad (8)$$

Здесь $U_{\text{швх}}(t)$ – внутриприемный шум со спектральной плотностью $N_{\text{ш}}$ на входе приемника РТР с полосой частот $\Delta F_{\text{ПР}}$ и средней мощностью

$$P_{\text{швх}} = N_{\text{ш}} \Delta F_{\text{ПР}}.$$

Обобщенная структурная схема «компенсационного» способа представлена на рис. 2.

В частном случае, когда оператор $\Phi_{\text{синт}}[\dots, \dots, \dots]$ линеен, комплексная огибающая $\dot{U}_{\text{комп}}(t)$ имеет вид:

$$\dot{U}_{\text{комп}}(t) = \sum_{1 \leq |i| \leq N} \dot{C}_i [\dot{U}_{\text{пр}}(t, iF_M) + \dot{U}_{\text{ш}_i}(t)]. \quad (9)$$

В этом случае колебание на входе приемника САП после компенсации проникающей помехи имеет вид:

$$U_{\text{вх}}(t) = U_0(t) - U_{\text{комп}}(t) = U_c(t) + U_{\text{ост пр}}(t) + U_{\text{ост ш}}(t). \quad (10)$$

Здесь:

$U_{\text{ост.п}}(t)$ – нескомпенсированный остаток проникающей помехи;

$U_{\text{ост.ш}}(t)$ – остаточное шумовое колебание на входе приемника РТР после

компенсации помехи.

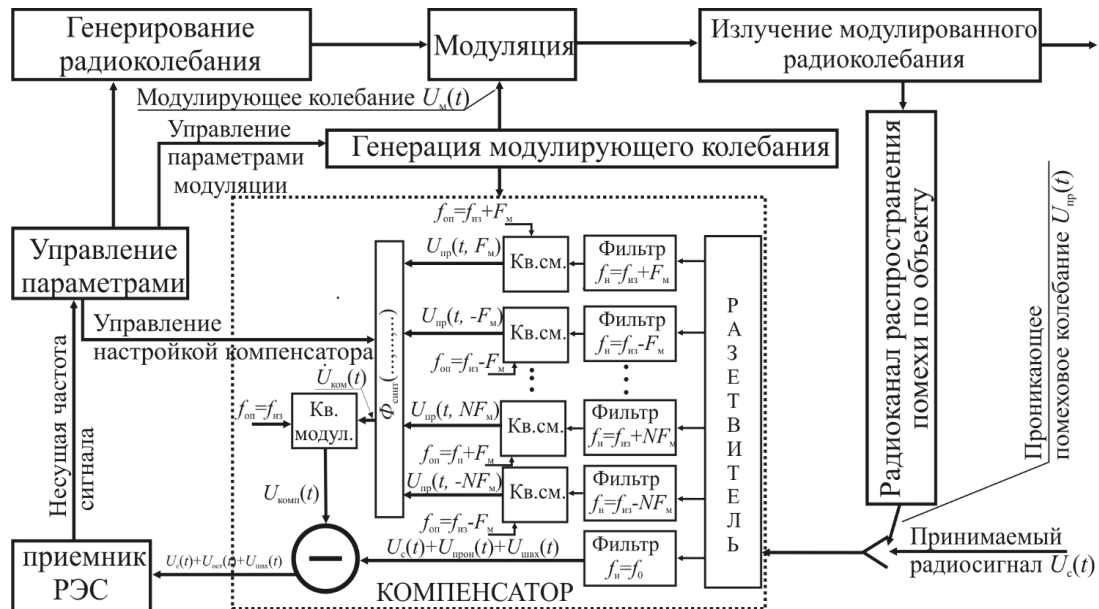


Рис. 2. Обобщенная структурная схема подавления проникающей помехи «компенсационным» способом

Среднюю мощность $P_{\text{ост.п}}$ нескомпенсированного остатка помехи вычислим по выражению:

$$P_{\text{ост.п}} = P_{\text{пол}} \sum_{k=1}^M [L_p(k)]^{-2} \sigma_k^2 \left| 1 - \sum_{1 \leq |i| \leq N} \dot{C}_i \frac{\dot{U}_{\text{м1}}(i)}{\dot{U}_{\text{м1}}(0)} e^{-j2\pi i F_M \tau_k} \right|^2.$$

Здесь обозначено:

$P_{\text{пол}}$ – мощность полезной части излучаемого САП радиоклебания, которая используется для работы САП, $P_{\text{пол}} = P_{\text{изл}} \left| \dot{U}_{\text{м1}}(0) \right|^2$.

Среднюю мощность остаточного шумового колебания $P_{\text{ост.ш}}$ запишем в виде:

$$P_{\text{ост ш}} = N_{\text{ш вх}} [\Delta F_{\text{пр}} + \Delta F_{\text{пр}} \sum_{1 \leq |i| \leq N} |\dot{C}_i^2|].$$

Здесь $N_{\text{ш вх}}$ – спектральная плотность мощности шумов, действующих на входе приемника РТР при отсутствии компенсации. При получении этого выражения учтена взаимная независимость $\dot{U}_{\text{ш вх}}(t)$ и $\dot{U}_{\text{ш } i}(t)$ при $1 \leq |i| \leq N$ вследствие непересечения по частоте их спектральных плотностей мощности.

Представим алгоритм формирования компенсирующего колебания в обобщенном матричном виде.

Для этого введем обозначения:

$$\dot{D}(i) = \dot{C}_i \frac{\dot{U}_{\text{мл}}(i)}{\dot{U}_{\text{мл}}(0)} \quad A_k^2 = \frac{(L_p(k))^{-2} \sigma_k^2}{\sum_{z=1}^M (L_p(z))^{-2} \sigma_k^2};$$

$$\rho(i) = \sum_{k=1}^M A_k^2 e^{-j2\pi i F_M \tau_k}; \quad B_0^2 = \sum_{k=1}^M (L_p(k))^{-2} \sigma_k^2;$$

$\dot{B} = \{\rho(i)\} \quad i = \pm 1, \dots, \pm N$ – вектор-строка размера $2N$;

$\dot{D} = \{D(i)\} \quad i = \pm 1, \dots, \pm N$ – вектор-строка размера $2N$;

$\|\sum\| = \{\rho(i_1 - i_2)\} \quad i_1 \leq N, i_1 \neq 0, i_2 \leq N, i_2 \neq 0$ – квадратная матрица размера $2N \times 2N$.

Тогда выражения для обобщенного линейного алгоритма формирования компенсационного колебания и величины мощности нескомпенсированного остатка помехи примут вид:

$$\dot{U}_{\text{комп}}(t) = \sum_{|i| \leq N, i \neq 0} \dot{D}_i \frac{\dot{U}_{\text{мл}}(i)}{\dot{U}_{\text{мл}}(0)} [\dot{U}_{\text{пр}}(t, iF_M) + U_{\text{ш } i}(t)]. \quad (11)$$

$$P_{\text{остп}} = P_{\text{пол}} B_0^2 [1 - 2\text{Re}[\dot{D} \dot{B}^T] + \dot{D} \|\sum\| (\dot{D}^*)^T]. \quad (12)$$

Данный алгоритм может быть реализован в цифровом виде с использованием АЦП и сигнального процессора. Для анализа характеристик качества работы данного алгоритма и возможных других вариантов решения проблемы компенсации проникающих помех имеет смысл разработать компьютерную модель описанных решений.

Заключение

Методы обеспечения приёма радиосигналов во время излучения САП помех потенциально способны подавить проникающую помеху с заданным качеством. Однако, для этого потребуются оперативно управлять параметрами алгоритмов обработки сигналов.

Для оптимизации параметров названных алгоритмов предлагается разработать компьютерную математическую модель процесса подавления проникающей помехи на входе приёмника САП.

Библиографический список

1. Иванов И., Чадов И. Содержание и роль радиоэлектронной борьбы в операциях XXI века // Зарубежное военное обозрение. 2011. № 1. С. 14 - 20.
2. Добыкин В.Д., Куприянов А.И., Пономарёв В.Г., Шустов Л.Н. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем. – М.: Вузовская книга, 2007. – 468 с.
3. Шерстнёв Д.В., Маклашов В.А., Мазуров Ю.В., Тезейкин В.К. Малогабаритный модульный комплекс РТР и РЭП индивидуальной защиты летательных аппаратов //

Радиоэлектронная борьба в Вооруженных силах Российской Федерации. 2017. №1. С. 172 - 173.

4. Цветнов В.В., Демин В.П., Куприянов А.И. Радиоэлектронная борьба. Радиоразведка и радиопротиводействие. – М.: МАИ, 1998. Т. 2. - 248 с.

5. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. – М.: Вузовская книга, 2007. - С. 59 - 64.

6. Звонарев В.В., Пименов В.Ф., Попов А.С. Моделирование влияния взаимно коррелированных помех на качество селекции сигнала в антенной решетке, оптимальной по критерию минимума среднеквадратического отклонения // Труды МАИ. 2020. № 111. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=115129>. DOI: [10.34759/trd-2020-111-8](https://doi.org/10.34759/trd-2020-111-8)

7. Лихачев В.П., Сидоренко С.В. Помехоустойчивость алгоритма автофокусировки изображений по минимуму энтропии при сложной фоновой обстановке // Труды МАИ. 2018. № 99. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=92074>

8. Звонарев В.В., Попов А.С., Худик М.Ю. Методика расчета вероятности ошибки посимвольного приема дискретных сообщений при наличии помех // Труды МАИ. 2019. № 105. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=104213>

9. Шипко В.В. Помехоустойчивое комплексирование мульти- и гиперспектральных изображений в оптико-электронных комплексах информационного обеспечения современных и перспективных вертолетов // Труды МАИ. 2020. № 110. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=112863>. DOI: [10.34759/trd-2020-110-12](https://doi.org/10.34759/trd-2020-110-12)

10. Гусев В.Ю., Крапивенко А.В. Методика фильтрации периодических помех цифровых изображений // Труды МАИ. 2012. № 50. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=28805>
11. Алексеев Ю.Я., Антипов В.Н., Ефимов В.А. Помехозащищенность авиационных радиолокационных систем. – М.: ВВИА им. профессора Н.Е. Жуковского, 2001. - 270 с.
12. Юдин В.Н., Камнев Е.А. Принципы создания противонавигационного поля радиопомех // Труды МАИ. 2015. № 83. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=62310>
13. Маклашов В.А. Подавление проникающих помех на входе приемников // Труды Международного симпозиума «Надежность и качество». – Пенза: Пензенский государственный университет. 2020. Т. 2. С. 22 - 26.
14. Владимиров В.И., Докторов А.Л., Елизаров Ф. В и др. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств / Под редакцией Н.М. Царькова. – М.: Радио и связь, 1985. - 272 с.
15. Справочник по радиолокации. Основы радиолокации / Под редакцией М. Скольника. – М.: Советское радио, 1976. Т. 1. - 456 с.
16. Перунов Ю.М., Фомичев К.Н., Юдин Л.Н. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием. – М.: Радиотехника, 2003. - 416 с.
17. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. - М.: Советское радио, 1977. Вып. 1. - 348 с.

18. Черный Ф.Б. Распространение радиоволн. – М.: Советское радио, 1972. - 463 с.
19. Кеннеди Р. Каналы связи с замиранием и рассеянием / Перевод с английского – М.: Советское радио, 1974. - 302 с.
20. Маклашов В.А., Пиганов М.Н. Методы подавления помех на входе приемников станций активных помех // 26-я международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов «Радиоэлектроника, электротехника и энергетика»: тезисы докладов (Москва, 12–13 марта 2020). - М.: Центр полиграфических услуг «Радуга», 2020. С. 71.
21. Маклашов В.А. Математическая модель радиосигналов станции активных помех // Всероссийская научно-техническая конференция «Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций»: тезисы докладов. - Самара: Вектор, 2020. С. 57 - 58.