

A. I. Sokolov, Yu. S. Yurchenko
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Use spatial information in integrated inertial-satellite navigation systems of aircraft

The tightly coupled integration with serial measurement processing of the pseudo ranges and carrier Doppler measurements is investigated. The spatial information of inertial navigation systems is used for determination satellite attitude relative to directional diagram and for signal search stoppage at the time of the flight maneuver.

Inertial Navigation Systems, Global Navigation Satellite Systems, Spatial Aircraft Information, Integration

Статья поступила в редакцию 10 сентября 2015 г.

УДК 621.396.96

В. М. Кутузов, В. Н. Попов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Теория обнаружения в приложении к автоколебательным РЛС с обратной связью

Рассмотрены физическая и математическая модели РЛС с обратной связью через пространство и цель, работающей по принципу автоколебательной системы. Проанализирован линейный режим установления колебаний. Найдены рабочие статистики обнаружения и построены характеристики обнаружения обычной РЛС и РЛС с обратной связью. Выполнено сравнение полученных характеристик с аналогичными характеристиками обычных когерентных РЛС. Оценена энергетическая скрытность работы РЛС в режиме ожидания и в режиме возникновения автоколебаний.

РЛС с пространственной обратной связью, автогенератор с запаздыванием, коэффициент усиления петли обратной связи, излучаемая мощность, характеристики обнаружения и энергетической скрытности

В радиолокации режим автоколебаний или автогенерации в замкнутой системе "РЛС – пространство – цель" первоначально использовался для точного измерения дистанции или ее изменений в системах ближней локации [1]. Физической моделью подобной радиолокационной системы является автогенератор с задержанной положительной обратной связью (ОС) (рис. 1). При выполнении баланса амплитуд, когда суммарный коэффициент усиления замкнутой системы $K > 1$, баланс фаз выполняется для целой сетки частот

$$f_i = i/T \quad (1)$$

(i – целое положительное число; T – задержка сигнала в петле ОС), на которых, при попадании хотя бы одной из частот в полосу прозрачности фильтра ΔF , возможно возникновение автоколебаний [2].

Измеряя смещение между частотами $\Delta f = f_{i+1} - f_i$ (например, с помощью перестройки фильтра

при последовательном возбуждении автоколебаний на соседних частотах f_i и f_{i+1}), можно достаточно точно определять дистанцию до одиночной цели. При радиальном перемещении цели меняется задержка T , что изменяет сетку частот (1). Это дает возможность оценивать изменение дистанции и движение цели. Однако измерение дистанции происходит в режиме установившихся автоколебаний при условии, что цель одиночная, а отраженный от нее сигнал достаточно мощный. Это означает, что в таких системах задачи обнаружения и разрешения нескольких целей не рассматриваются, что определяет возможные области их применения в системах ближней радиолокации, таких, как РЛС швартовки судов или посадки летательных аппаратов.

Задачи обнаружения и разрешения сигналов по дальности (задержке) в РЛС с ОС впервые подробно исследовались в работе [3], в которой показано, что для обнаружения целей необходимо

использовать линейный режим нарастания возникающих автоколебаний, а для разрешения целей по дальности возможно использование дополнительной модуляции нарастающих автоколебаний с последующей корреляционной обработкой отраженного сигнала, обеспечивающей сжатие сигнала в частотной области. Там же установлено, что синхронный когерентный перенос частоты сигнала в приемнике и передатчике, а также квазинепрерывный режим работы на одну антенну не влияют на возникновение автоколебаний в РЛС со сложномодулированным сигналом. Следовательно, физической моделью РЛС с ОС по-прежнему остается автогенератор с задержанной ОС, но работающий в линейном режиме установления нарастающих автоколебаний.

Математической моделью, описывающей работу автогенератора с задержанной ОС в линейном режиме, является линейное дифференциальное уравнение с запаздывающим аргументом второго порядка [4]:

$$\frac{d^2 u(t)}{dt^2} + 2\alpha \frac{du(t)}{dt} + \omega_0^2 u(t) = 2\alpha K \frac{du(t-T)}{dt}, \quad (2)$$

где $\alpha = \pi \Delta F$ – полуполоса фильтра ОС, характеризующая его добротность (узкополосность) и скорость переходных процессов; ω_0 – центральная частота узкополосного фильтра ОС.

В работе [5] получено приближенное решение уравнения (2) в виде реакции системы на δ -функцию Дирака $\delta(t+T)$, сдвинутую на время задержки T в область отрицательного времени. Решение, имеющее смысл импульсной характеристики (ИХ) линейной системы с ОС, представляет собой бесконечный ряд:

$$u(t) = \frac{\alpha}{\omega} \sin(\omega t) \sum_{n=0}^{\infty} 1[t - (n-1)T] \times \frac{(\alpha K)^n}{n!} [t - (n-1)T]^n e^{-\alpha[t - (n-1)T]}, \quad (3)$$

где $1[\cdot]$ – единичная функция, а частота генерации ω определяется из трансцендентного уравнения

$$\omega^2 = \omega_0^2 + 2\alpha\omega \operatorname{tg}(\omega T)$$

при условии, что решение обеспечивает минимум абсолютной разности $|\omega - \omega_0|$ и эта разность меньше половины полосы фильтра ОС: $|\omega - \omega_0| < \alpha$. Однако следует иметь в виду, что решение вида (3) описывает систему с момента времени $t = -T$. Это



Рис. 1

означает, что до завершения первой циркуляции ($t = 0$), когда в замкнутой системе, как и в разомкнутой, действуют собственные шумы постоянного уровня и автоколебания не возникают, решение (3) не является физически адекватным, поскольку представляет собой затухающий процесс вида

$$u(t) = (\alpha/\omega) \sin(\omega t) \exp(-\alpha t).$$

Из этого следует важный для практики вывод, что при постоянно открытом пороге обнаружения, рекомендуемом для досрочного прекращения автоколебаний в РЛС с ОС [3], принятие решения на первой циркуляции сигнала нецелесообразно, поскольку ведет к увеличению вероятности ложной тревоги (ВЛТ).

Решение дифференциального уравнения (2) вида (3) может быть представлено как

$$u(t) = A(t) \sin(\omega t),$$

где $A(t)$ – огибающая нарастающих автоколебаний $u(t)$. При узкополосном фильтре ОС огибающая $A(t)$ изменяется медленно по сравнению с периодом автоколебаний на частоте генерации ω . Это дает возможность упростить дифференциальное уравнение (2), перейдя к поиску решения для огибающей $A(t)$ [4]. В результате указанного упрощения получим линейное дифференциальное уравнение первого порядка с запаздывающим аргументом:

$$dA(t)/dt + \alpha A(t) = \alpha K A(t-T). \quad (4)$$

Очевидно, что при любых α , $K > 1$ и $\Delta f \geq 1/T$ нарастание автоколебаний в системе с задержанной ОС не может происходить быстрее, чем время циркуляции сигнала в петле ОС. Следовательно, время задержки T выступает в роли естественного интервала дискретизации, необходимого, в соответствии с теоремой Котельникова, для однозначного представления нарастающих автоколебаний в системе. Последнее обстоятельство делает целесообразным анализ переходных процессов в РЛС с ОС в нормированном к времени задержки безразмерном времени $\theta = t/T$. Тогда нормированная безразмерная постоянная фильтра ОС $\alpha_H = \alpha T$, а уравнение (4) переписется в виде

$$dA(\theta)/d\theta + \alpha_H A(\theta) = \alpha_H K A(\theta - 1). \quad (5)$$

Решение уравнения (5) примет вид

$$A(\theta) = \alpha_H \sum_{n=0}^{\infty} 1[\theta - (n-1)] \frac{(\alpha_H K)^n}{n!} \times \\ \times [\theta - (n-1)]^n e^{-\alpha_H [\theta - (n-1)]}. \quad (6)$$

Используя фильтрующие свойства единичной функции во времени и учитывая, что интерес представляет положительное время, выражение (6) можно переписать в виде

$$A(\theta) = \alpha_H e^{-\alpha_H (\theta+1)} \sum_{n=0}^{n=\theta} 1[\theta + 1 - n] \times \\ \times \frac{[\alpha_H K (\theta + 1 - n) e^{\alpha_H}]^n}{n!}. \quad (7)$$

Огибающая вида (7) с высокой точностью (менее 1 % при $n > 3$) для $\theta \geq 1$ может быть аппроксимирована экспоненциальной функцией с действительным показателем γ :

$$A(\theta) = A(0) e^{\gamma \theta} = \alpha_H e^{\gamma \theta}, \quad (8)$$

где $A(0)$ – начальное значение огибающей ИПХ, определяемое так же, как и в разомкнутой системе.

Известно [2], что ИПХ разомкнутой системы с полосой α_H имеет затухающий вид: $A(\theta) = \alpha_H e^{-\alpha_H \theta}$, поэтому $A(0) = \alpha_H$. Показатель экспоненты γ , определяющий скорость нарастания автоколебаний в замкнутой системе, при фиксированной полосе фильтра ОС и, следовательно, $\alpha_H = \text{const}$ зависит только от коэффициента усиления петли ОС K (рис. 2).

Подставив аппроксимацию вида (8) в дифференциальное уравнение (5), получим уравнение, связывающее показатель экспоненты γ с коэффициентом усиления петли обратной связи K и постоянной фильтра α_H :

$$\gamma + \alpha_H = \alpha_H K e^{-\gamma}. \quad (9)$$

К сожалению, уравнение (9) является трансцендентным и его решение может быть найдено и представлено лишь графически или табулировано с помощью приближенных методов.

Главным условием автогенерации колебаний, обеспечивающим выполнение баланса амплитуд, является компенсация энергетических потерь сигнала η на трассе "РЛС – пространство – цель" за счет усиления в аппаратуре РЛС. Общий коэф-

фициент усиления петли ОС по мощности K^2 должен быть больше единицы:

$$K^2 = K_P \eta > 1, \quad (10)$$

где K_P – коэффициент усиления по мощности приемопередающей аппаратуры РЛС. Потери на трассе $\eta = P_{\text{пр}}/P_{\text{изл}}$, где $P_{\text{пр}}$ – мощность отраженного сигнала на входе приемника; $P_{\text{изл}}$ – выходная мощность, излучаемая в пространство передатчиком (на начальном этапе – усиленная мощность собственных шумов приемника РЛС с ОС $P_{\text{шОС}}$ в полосе ΔF). На последующих циркуляциях излучаемая $P_{\text{изл}}$ и принимаемая $P_{\text{пр}}$ мощности являются функциями нормированного времени θ . На основе известного уравнения радиолокации минимальное значение $K_{P_{\text{min}}}$, при котором $K = 1$, можно определить как

$$K_{P_{\text{min}}} = \frac{(4\pi)^3 R_k^4 \zeta^2 W_k}{G^2 \lambda^2 \sigma}, \quad (11)$$

где R_k – дальность до цели в k -м дальномерном канале, на просмотр которого настроен приемник РЛС; ζ – ослабление мощности сигнала в атмосфере на трассе распространения; $W_k \leq 1$ – значение нормированного коэффициента потерь при приеме квазинепрерывного сигнала для k -го канала дальности при работе на одну антенну [3]; G – коэффициент усиления приемопередающей антенны; λ – длина волны несущего колебания; σ – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) цели.

Как известно [3], баланс фаз гарантированно выполняется, если полоса фильтра ОС ΔF не меньше интервала между соседними возможными частотами генерации $\Delta f = f_{n+1} - f_n$:

$$\Delta F > \Delta f = 1/T. \quad (12)$$

Поскольку задержка сигнала на трассе распространения τ_k в каждом дальномерном канале k определяется дальностью до цели, для гарантированного выполнения баланса фаз (12) целесообразно ввести дополнительную (аппаратную) задержку τ_a , изменяемую при последовательном или при параллельном обзоре пространства таким образом, чтобы $\tau_k + \tau_a = T = \text{const}$. Заметим, что при равенстве в (12) $\Delta F = \Delta f$ нормированная постоянная фильтра $\alpha_H = \pi$.

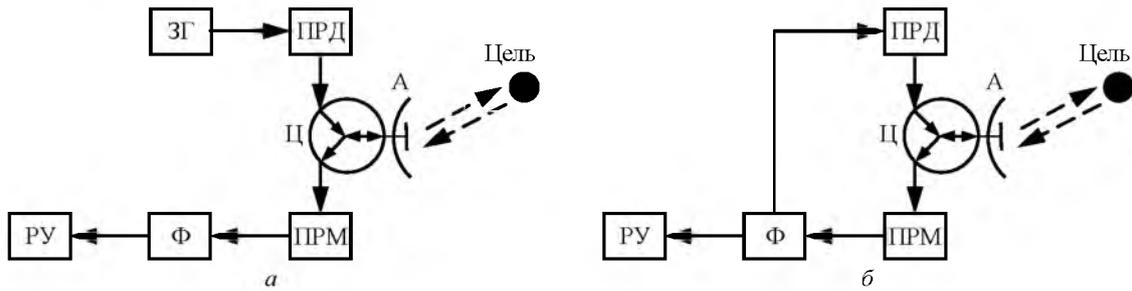


Рис. 2

Рассмотрим основное отличие структуры когерентной РЛС с традиционной схемой построения от структуры автоколебательной РЛС с ОС. На рис. 2, *а* представлена упрощенная схема традиционной РЛС, включающая когерентный задающий генератор ЗГ, передатчик ПРД, формирующий и усиливающий излучаемый сигнал, подключенную через Y-циркулятор Ц приемно-передающую антенну А, согласованный по закону модуляции с отраженным сигналом приемник ПРМ, накопительный (интегрирующий) фильтр Ф и решающее устройство РУ, в котором принимается решение об обнаружении сигнала от цели в дальномерных каналах. На рис. 2, *б* представлена упрощенная схема РЛС с ОС, принципиальным отличием которой от РЛС с традиционной структурой является связь выхода фильтра Ф со входом передатчика на высокой частоте. Таким образом, выходной сигнал фильтра определяет форму и характер несущего колебания, поступающего на вход передатчика, вместо сигнала задающего генератора. В остальном функциональные схемы рассматриваемых РЛС полностью идентичны.

При отсутствии целей в зоне обзора выходные сигналы фильтров в традиционной схеме РЛС (рис. 2, *а*) и в РЛС с ОС (рис. 2, *б*) качественно совпадают: первоначально разряженные узкополосные фильтры накапливают собственные шумы приемников в течение некоторого времени анализа T_0 . Отличие заключается в том, что в традиционной РЛС узкополосный интегрирующей

щий фильтр с исходной полосой $\Delta F_{\text{ТР}} < 1/T_0$ и разряжаемый с периодом T_0 , будет иметь эквивалентную полосу $\Delta F_{\text{ЭКВ}} \approx 1/T_0$ и форму частотной характеристики, близкую функции $\sin x/x$, тогда как полоса фильтра ОС в соответствии с условием (12) должна быть в несколько раз больше. В результате в первом случае накопление шумов идет с линейным трендом, как и положено при интегрировании (рис. 3, *а*, кривая 1), в то время как во втором случае наблюдается эффект насыщения сигнала до уровня выходных шумов приемника (рис. 3, *б*, кривая 1). При появлении слабой цели, ЭПР которой не достаточна для выполнения баланса амплитуд (10), характер выходных сигналов фильтров качественно не изменится (кривые 2 на рис. 3, *а*, *б*), однако следует иметь в виду, что РЛС с ОС в этом случае работает как пространственный рециркулятор, накапливающий сигнал более эффективно, чем простой накопительный фильтр [6].

Существенная разница в выходных сигналах появляется при выполнении баланса амплитуд и возникновении автоколебаний в РЛС с ОС ($\gamma > 1$). В традиционной РЛС сигнал по-прежнему накапливается линейно (кривые 3 и 4 на рис. 3, *а*), причем наклон кривой прямо пропорционален интенсивности сигнала от цели, в данном случае ее ЭПР. В РЛС с ОС происходит экспоненциальный рост сигнала автогенерации (кривые 3 и 4 на рис. 3, *б*),

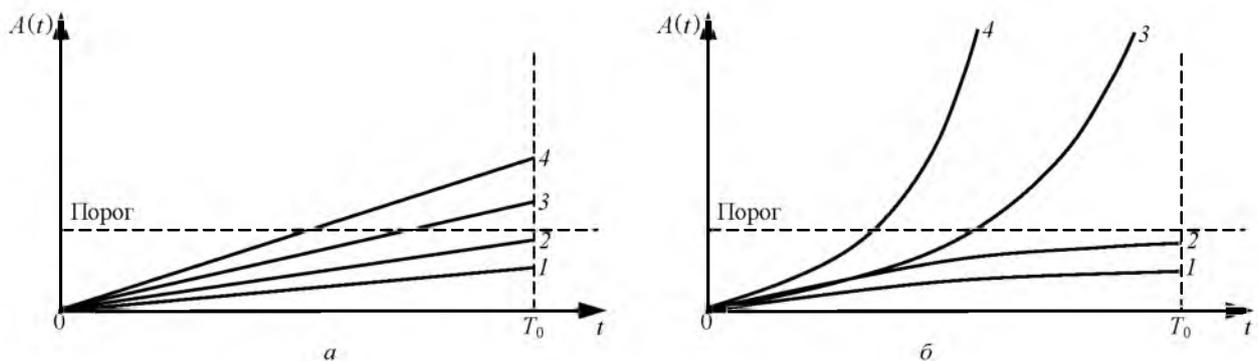


Рис. 3

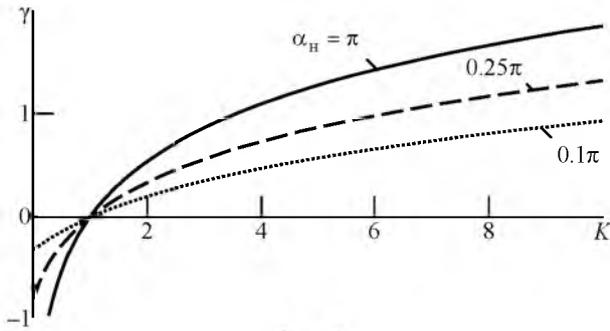


Рис. 4

причем показатель экспоненты определяется коэффициентом усиления (10) в соответствии с уравнением (9). При этом коэффициент усиления всей петли ОС K также пропорционален ЭПР цели. На рис. 4 приведены зависимости показателя экспоненты γ от коэффициента усиления K , построенные на основании уравнения (9) при фиксированных значениях α_n .

При сравнении РЛС с ОС и традиционной РЛС следует учитывать ряд особенностей, позволяющих считать сравнение корректным. Во-первых, должна быть оговорена функциональная задача, решаемая сравниваемыми РЛС. Во-вторых, должны быть оговорены параметры и характеристики, подлежащие сравнению, а также параметры и характеристики, подлежащие фиксации при сравнении. В-третьих, сравниваемые РЛС должны работать в идентичных условиях и иметь сопоставимые технические характеристики.

В рамках настоящей статьи представляет интерес сравнение скрытности работы обоих типов РЛС в режиме обнаружения цели в просматриваемом элементе разрешения пространства. Именно в этом случае при возникновении автогенерации мощность излучения в РЛС с ОС начинает возрастать и сравнение с постоянно излучающей высокой уровнем мощности традиционной РЛС можно считать корректным. Таким образом, мощность и энергия излучаемых сигналов являются сравниваемыми параметрами, а параметры, которые следует зафиксировать при сравнении – ВЛТ F и вероятность правильного обнаружения (ВПО) D идентичных по радиолокационным характеристикам целей. В дальнейшем считается, что среднее значение ЭПР цели σ фиксировано, а отражаемый целью сигнал имеет случайную начальную фазу, равномерно распределенную на интервале $[0, 2\pi]$, и случайную амплитуду, распределенную по закону Рэлея. Кроме того, считается, что все параметры, входящие в основное уравнение радиолокации [3] и в соотношение (10), кроме мощностей излучения, равны для обеих РЛС.

Отличия будут касаться и мощностей собственных шумов приемников традиционной РЛС $P_{ш_{тр}}$ и РЛС с ОС $P_{ш_{ОС}}$ в полосе анализа интегрирующих фильтров. Поскольку полосы фильтров традиционной РЛС $\Delta F_{тр} \approx 1/T_0$ и РЛС с ОС $\Delta F = 1/T$ при равных временах анализа T_0 соотносятся как $\Delta F = \theta_0 \Delta F_{тр}$, в такой же пропорции будут соотноситься и мощности собственных шумов приемников:

$$P_{ш_{ОС}} = \theta_0 P_{ш_{тр}}, \quad (13)$$

где дискретное нормированное время анализа $\theta_0 = T_0/T$ соответствует числу полных циркуляций сигнала в кольце ОС. Установив равное время анализа для обеих РЛС, тем самым определяются требования к необходимому времени когерентного приема и обработки сигналов.

Следует заметить, что различие в полосах интегрирующих фильтров в θ_0 раз не ведет к существенному различию точности измерения радиальной скорости цели, оцениваемой по доплеровскому сдвигу частоты отраженного когерентного сигнала, поскольку в РЛС с ОС доплеровский сдвиг частоты происходит на каждой циркуляции и при появлении соответствующего смещения в пространство излучается сигнал с доплеровской добавкой. Таким образом, за θ_0 циркуляций происходит θ_0 -кратное смещение частоты, что практически уравнивает точностные характеристики двух РЛС [5].

Для выбранной модели отраженного от цели сигнала известно соотношение, связывающее условные ВПО D и ВЛТ F с отношением средних за время анализа T_0 мощностей сигнала P_c и нормального "белого" шума $P_{ш_{тр}}$ на выходе интегрирующего фильтра в РЛС с традиционной структурой [3]:

$$D = F^{1/(1+q_0^2)}, \quad (14)$$

где $q_0^2 = P_c/P_{ш_{тр}}$ – пороговое значение отношения "сигнал/шум" по мощности. После логарифмирования и преобразования (14) получим:

$$q_0^2 = \lg F / \lg D - 1. \quad (15)$$

Используя основное уравнение радиолокации и принятые в формуле (11) обозначения, запишем выражение для требуемой мощности передатчика традиционной РЛС:

$$P_{\text{тр}} = \frac{P_c (4\pi)^3 R_k^4 \zeta^2 W_k}{G^2 \lambda^2 \sigma} = \frac{q_0^2 P_{\text{ш,тр}} (4\pi)^3 R_k^4 \zeta^2 W_k}{G^2 \lambda^2 \sigma} = q_0^2 P_{\text{ш,тр}} B, \quad (16)$$

где общий для обоих типов РЛС сомножитель B имеет вид

$$B = (4\pi)^3 R_k^4 \zeta^2 W_k / (G^2 \lambda^2 \sigma).$$

Из выражений (10) и (11) следует:

$$K_P = K^2 \frac{(4\pi)^3 R_k^4 \zeta^2 W_k}{G^2 \lambda^2 \sigma} = K^2 K_{P_{\text{min}}} = K^2 B. \quad (17)$$

В автогенераторных РЛС с ОС не используется общепринятое отношение "сигнал/шум", поскольку накапливающийся в узкополосном фильтре ОС шум сам выступает в качестве сигнала и переизлучается в пространство. Целесообразно в качестве параметра при построении характеристик обнаружения использовать суммарный коэффициент усиления петли ОС K , который характеризует степень неустойчивости автоколебательной системы. Теоретически при неограниченном времени наблюдения процесса возникновения автоколебаний пороговое значение для K соответствует условию баланса амплитуд (10). При ограниченном времени наблюдения $\theta = \theta_0$ для определения порогового значения $K = K_0$ необходимо анализировать соответствующие плотности распределения решающей статистики. Учитывая сложность структуры двух рассматриваемых типов РЛС (см. рис. 2), возможно использование в качестве рабочей статистики обнаружения огибающей $A(\theta)$ выходного колебания узкополосного фильтра вида (8), которая непосредственно связана с коэффициентом усиления через показатель экспоненты в выражении (9). При фиксированной нормированной к задержке полосе фильтра ОС $\alpha_H = \pi \Delta F T$ эта связь однозначна и монотонна (см. рис. 4).

При отсутствии цели в элементе разрешения система является разомкнутой и устойчивой, ее ИПХ известна и определяется полосой фильтра:

$$A_p(\theta) = \alpha_H e^{-\alpha_H \theta}. \quad (18)$$

Мощность шума $P_{\text{шОС}}$ определим как дисперсию шумового процесса, пересчитанную к выходу узкополосного фильтра. Найдем ее на основании ИПХ вида (18):

$$\sigma_{\text{ш}}^2 = N_0 \int_0^{\infty} A_p^2(\theta) d\theta = \frac{N_0 \alpha_H}{2}, \quad (19)$$

где N_0 – спектральная плотность шума на входе приемника. Сам шумовой процесс в этом случае является нормальным стационарным, а его огибающая $A_p(\theta)$ подчиняется простому рэлеевскому распределению:

$$W_p(A) = \frac{A}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right).$$

При появлении цели в элементе разрешения система становится замкнутой и неустойчивой. Поскольку рассматриваются возникающие автоколебания на линейном этапе их нарастания, узкополосный шумовой процесс остается нормальным с рэлеевским распределением огибающей, но принципиально нестационарным. Помимо явного сужения ширины спектра плотности мощности автоколебания изменяется и его дисперсия, которая в замкнутой системе становится функцией нормированного времени $\sigma_3^2 = \sigma_3^2(\theta)$. Плотность распределения вероятности в этом случае имеет вид

$$W_3(A) = \frac{A}{\sigma_3^2(\theta)} \exp\left[-\frac{A^2}{2\sigma_3^2(\theta)}\right].$$

Для нахождения мощности автоколебаний как дисперсии нарастающего узкополосного шумового процесса $\sigma_3^2(\theta)$ воспользуемся, по аналогии с (19), выражением (8), имеющим смысл ИПХ замкнутой системы:

$$\sigma_3^2(\theta) = N_0 \int_0^{\theta} A_3^2(\theta) d\theta = \frac{N_0 \alpha_H^2}{2\gamma} (e^{2\gamma\theta} - 1). \quad (20)$$

С учетом (19) выражение (20) представим так:

$$\sigma_3^2(\theta) = \sigma_{\text{ш}}^2 \frac{\alpha_H}{\gamma} (e^{2\gamma\theta} - 1). \quad (21)$$

ВЛТ F найдем из соотношения

$$F = \int_a^{\infty} W_p(A) dA = \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) = \exp\left(-\frac{a^2}{N_0 \alpha_H}\right), \quad (22)$$

где a – порог обнаружения, обеспечивающий заданную ВЛТ F . Аналогично определим ВПО D :

$$D = \int_a^\infty W_3(A) dA = \exp\left(-\frac{a^2}{2\sigma_3^2}\right) = \exp\left[-\frac{a^2\gamma}{N_0\alpha_H^2(e^{2\gamma\theta} - 1)}\right]. \quad (23)$$

На основании (21)–(23) получим выражение, близкое по сути известному из теории обнаружения сигналов в традиционной радиолокации соотношению (14):

$$D = F^{1/\Pi_{обн}^2}, \quad (24)$$

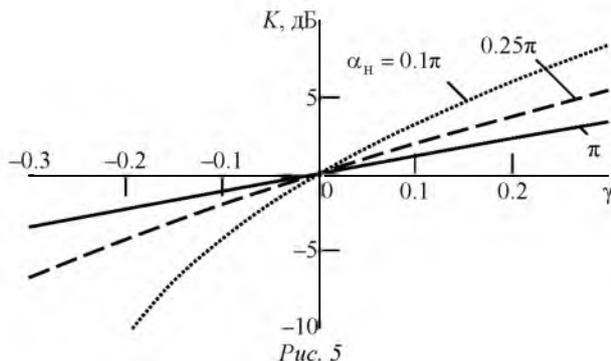
где параметр обнаружения $\Pi_{обн}$ определяется из соотношения

$$\Pi_{обн}^2 = \frac{\lg F}{\lg D} = \frac{\sigma_3^2(\theta)}{\sigma_{ш}^2} = \frac{\alpha_H}{\gamma}(e^{2\gamma\theta} - 1). \quad (25)$$

Параметр обнаружения (25) имеет ясный физический смысл: для принятия решения об обнаружении цели в элементе разрешения необходимо сравнить мощность сигнала автогенерации в замкнутой системе в конце времени анализа $\theta = \theta_0$ с постоянной мощностью собственных шумов разомкнутой системы. При заданных параметрах системы α_H и θ_0 параметр обнаружения зависит только от показателя нарастающей экспоненты γ , который однозначно связан с коэффициентом усиления кольца ОС K , определяющего степень устойчивости замкнутой системы. Воспользовавшись уравнением (9), получим зависимость $K(\gamma)$:

$$K = \frac{(\gamma + \alpha_H)}{\alpha_H} e^\gamma. \quad (26)$$

Зависимости $K(\gamma)$ при фиксированных значениях α_H представлены на рис. 5. Для графика, полученного при $\alpha_H = \pi$, она близка к прямой линии для области значений $|\gamma| < 0.3$. В более общем случае это справедливо для $\alpha_H \gg \gamma$, поэтому



выражение (26) можно преобразовать, прологарифмировав обе части и преобразовав линейный член в разложении логарифма в степенной ряд:

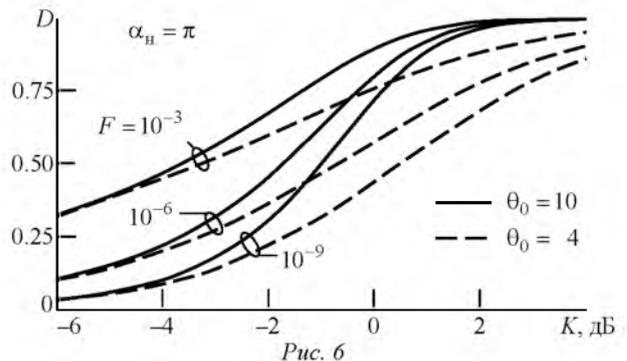
$$\ln K = \ln\left(1 + \frac{\gamma}{\pi}\right) + \gamma \approx \gamma\left(1 + \frac{1}{\pi}\right),$$

откуда

$$K \approx e^{\gamma(1+1/\pi)}. \quad (27)$$

Выражения (24), (25), (26) или (27) позволяют построить характеристики обнаружения РЛС с ОС как зависимость ВПО D от коэффициента усиления K при фиксированных ВЛТ F . На рис. 6 представлены характеристики обнаружения РЛС с ОС, полученные для различных значений ВЛТ F для двух значений времени анализа автоколебаний θ_0 при согласованной по условию баланса фаз (12) полосе фильтра ОС $\alpha_H = \pi$. Заметим, что даже при $K < 1$ (0 дБ), когда баланс амплитуд не выполняется и автоколебания не возникают, РЛС с ОС обеспечивает обнаружение с ВПО $D > 0.5$ за счет пространственной рециркуляции и накопления собственного шумового сигнала.

Представляет интерес сравнение изменений характеристик обнаружения традиционной РЛС и РЛС с ОС в зависимости от изменений q_0^2 и K^2 соответственно, например при изменении значения ЭПР цели σ . Для наглядности характеристики обнаружения совмещаются в фиксированных точках, соответствующих выбранным значениям ВПО. На рис. 7 представлены характеристики обнаружения в форме зависимости $D(\sigma)$, полученные при различных значениях ВЛТ и точках совмещения сравниваемых характеристик, соответствующих $D = 0.9, 0.8$ и 0.7 . Как видно из графиков, характеристики обнаружения РЛС с ОС (сплошные кривые) имеют существенно большую крутизну по сравнению с аналогичными характеристиками традиционной РЛС (штриховые кривые). Физическая сущность этого эф-



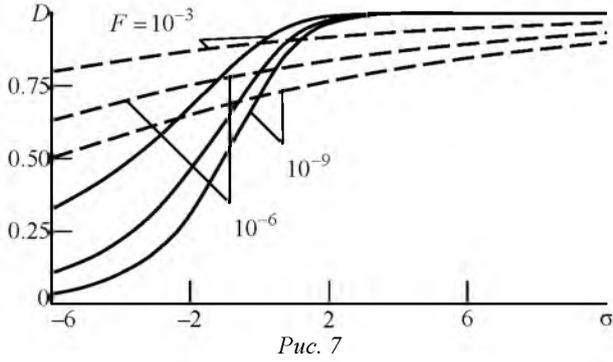


Рис. 7

фекта заключается в том, что в процессе возникновения автоколебаний при выполнении баланса фаз в РЛС с ОС происходит естественное согласование начальной фазы отраженного сигнала. Это эквивалентно обнаружению сигнала с известной фазой, что на практике не доступно для РЛС с традиционным построением.

Для сравнения скрытности работы двух типов РЛС зафиксируем ВЛТ $F = \text{const}$ и ВПО $D = \text{const}$. Приравняв выражения (15) и (25) при равных ВПО и ВЛТ, получим соотношение, являющееся основой для сравнения скрытности работы двух рассматриваемых типов РЛС:

$$\Pi_{\text{обн}}^2 = q_0^2 + 1$$

или

$$P_c/P_{\text{штр}} + 1 = \sigma_3^2(\theta)/\sigma_{\text{ш}}^2. \quad (28)$$

Учитывая, что в соответствии с (13) $\sigma_{\text{ш}}^2 = \theta_0 P_{\text{штр}}$ и, как правило, $q_0^2 \gg 1$, соотношение (28) примет вид

$$P_c \approx \sigma_3^2(\theta)/\theta_0.$$

На основании выражений (16) и (17) можно записать соотношение для излучаемых мощностей традиционной РЛС $P_{\text{излтр}}$ и РЛС с ОС $P_{\text{излос}}(\theta)$:

$$P_{\text{излос}}(\theta)/P_{\text{излтр}} \approx \theta_0 K^2. \quad (29)$$

Как видно из (29), излучаемая мощность РЛС с ОС в конечный момент времени анализа $\theta = \theta_0$ в $(\theta_0 K^2)$ раз выше мощности, излучаемой РЛС с традиционной структурой при равных условиях работы. При этом соотношение излучаемых мощностей рассматриваемых РЛС в случае отсутствия цели и нарастающих автоколебаний в РЛС с ОС, также как и в начальный момент $\theta = 0$, с учетом выражений (13), (16) и (17) примет вид

$$P_{\text{излос}}(0)/P_{\text{излтр}} = \theta_0 K^2/q_0^2. \quad (30)$$

Для оценки энергетической скрытности двух сравниваемых типов РЛС представляет интерес сравнение энергий излучаемых сигналов при наличии и при отсутствии цели в зоне обзора. Заметим, что энергия излучаемого сигнала для традиционной РЛС $E_{\text{тр}}$ остается неизменной в обоих случаях:

$$E_{\text{тр}} = P_{\text{излтр}} \theta_0,$$

где θ_0 – нормированное время анализа, одинаковое для сравниваемых РЛС.

Рассмотрим отношение энергий сигналов традиционной РЛС $E_{\text{тр}}$ и РЛС с ОС $E_{\text{ос}}$. В случае отсутствия цели в зоне обзора РЛС с ОС излучает усиленные собственные шумы приемника постоянного уровня, поэтому отношение энергий Δ_p примет вид

$$\Delta_p = \frac{E_{\text{ос}}}{E_{\text{тр}}} = \frac{P_{\text{излос}}(0)\theta_0}{P_{\text{излтр}}\theta_0} = \frac{P_{\text{излос}}(0)}{P_{\text{излтр}}}.$$

С учетом формулы (30) получим окончательное выражение:

$$\Delta_p = K^2 \theta_0 / q_0^2. \quad (31)$$

При наличии цели в зоне обзора и возникновении автоколебаний в РЛС с ОС отношение энергий Δ_3 примет вид

$$\begin{aligned} \Delta_3 &= \frac{E_{\text{ос}}}{E_{\text{тр}}} = \frac{\int_0^{\theta_0} P_{\text{излос}}(\theta) d\theta}{P_{\text{излтр}} \theta_0} = \\ &= \frac{K_P \int_0^{\theta_0} \sigma_3^2(\theta) d\theta}{P_{\text{излтр}} \theta_0}. \end{aligned} \quad (32)$$

После преобразований, аналогичных выполненным при выводе соотношения (31), выражение (32) примет вид

$$\Delta_3 = \frac{\Delta_p}{2\gamma\theta_0} (\Pi_{\text{обн}}^2 - 2\alpha_n \theta_0). \quad (33)$$

Полученное соотношение требует отдельного комментария, поскольку выражение в круглых скобках в формуле (33) может принимать отрицательное значение. Следует отметить, что при $\Pi_{\text{обн}}^2 = 2\alpha_n \theta_0$ показатель экспоненты $\gamma = 0$, а

коэффициент усиления петли ОС $K^2 = 1$. При $\Pi_{\text{обн}}^2 < 2\alpha_n\theta_0$ показатель экспоненты становится отрицательным ($\gamma < \theta$), а коэффициент усиления $K^2 < 1$. В этом случае РЛС с ОС считается устойчивой, однако она должна рассматриваться как пространственный рециркулятор, поэтому накапливает собственный шумовой сигнал лучше, чем традиционный интегрирующий фильтр (см. рис. 3, б, кривая 2). При этом ВПО D при фиксированной ВЛТ F граничного с точки зрения устойчивости состояния РЛС с ОС определяется как

$$D = F^{1/(2\alpha_n\theta_0)}.$$

Для получения количественных оценок относительной энергетической скрытности в соответствии с выражениями (31) и (33) необходимо положить равными параметры обнаружения сравниваемых РЛС $F = \text{const}$ и $D = \text{const}$. На рис. 8 приведены зависимости отношений энергий РЛС с ОС при замкнутой ОС и традиционной РЛС Δ_3

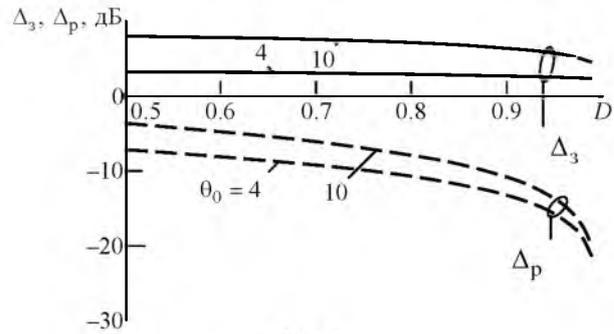


Рис. 8

и РЛС с ОС при разомкнутой ОС и традиционной РЛС Δ_p как функции ВПО D , полученные при $F = 10^{-6}$ для двух значений времени анализа θ_0 . Как видно из графиков, в обоих случаях при $D > 0.9$ и отсутствии цели энергетический выигрыш может достигать 10 и более децибел. При появлении цели наблюдается проигрыш в отношении энергий излучаемого сигнала РЛС с ОС и традиционной РЛС, причем этот проигрыш тем меньше, чем меньше время анализа θ_0 , и не превышает 3 дБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коган М. Ю. Ближняя радиолокация. М.: Сов. радио, 1973. 272 с.
2. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. 2-е изд. М.: Сов. радио, 1971. 672 с.
3. Морская радиолокация / В. А. Генкин, В. И. Винокуров, С. П. Калениченко; под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
4. Попов В. Н., Щербак В. И. Линейный этап установления автоколебаний в генераторе с запаздыванием // Изв. ЛЭТИ. 1977. Вып. 215. С. 22–24.
5. Попов В. Н. Вопросы обнаружения и разрешения целей радиолокационной станцией с обратной связью через пространство – цель: дис. ... канд. техн. наук / ЛЭТИ. Л., 1977. 198 с.
6. Чапурский В. В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2012. 279 с.

V. M. Kutuzov, V. N. Popov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Detection theory as application to the radar with a self-oscillating feedback

The physical and mathematical models of radar with feedback through space and target, operating on the principle of self-oscillating system are discussed. The linear mode of fluctuations establishing is analyzed. Working detection statistics are found and detection statistics for usual radar and radar with feedback are built. Obtained characteristics compare with the corresponding characteristics of usual coherent radar. Energy stealth of the radar in standby mode and in the mode of occurrence of self-oscillations is estimated.

Spatial feedback radar, oscillator with a delay, feedback loop gain, radiated power, detection and energy stealth performances
Статья поступила в редакцию 11 сентября 2015 г.