

Влияние просачивания сигнала на результаты согласованной фильтрации в радиолокационных станциях с непрерывным излучением

Е.С. Янакова

ОАО НПЦ «ЭЛВИС», helen@elvees.com

Аннотация — В статье приводятся результаты моделирования влияния просачивания энергии из передатчика в приемник на результаты согласованной фильтрации в радиолокационных станциях с непрерывным излучением. По результатам моделирования выбрана структура преемо-передатчика дальностно – доплеровского локалатора непрерывного излучения. Дальностное разрешение в таком локалаторе обеспечивается шириной полосы внутримпульсной модуляции, доплеровское – длительностью интервала когерентной обработки. Обработка заключается в согласованной фильтрации по дальности и последующем спектральном анализе на когерентном интервале. Основной маскирующей помехой слабого эхо-сигнала является коррелированная помеха от прямого просачивания зондирующего сигнала в приемный тракт.

Моделирование показало, что прием эхо-сигналов с расстояния 1 – 2 км обеспечивается лишь при условиях: (1) пространственного разнесения передающей и приемной антенн; (2) модификации характеристики согласованного фильтра посредством амплитудного взвешивания с целью снижения уровня боковых лепестков дальностного фильтра.

Ключевые слова — радиолокация, просачивание сигнала, квазинепрерывное излучение.

I. ВВЕДЕНИЕ

Основной принцип радиолокации заключается в излучении импульсов энергии и измерении времени распространения этих импульсов от передатчика до объекта и обратно для определения дальности. В импульсных радиолокационных системах обнаружители объектов преимущественно строятся на эффекте Доплера. Однако РЛС с непрерывным излучением энергии обладают определенными преимуществами по сравнению с импульсными системами [1] при обнаружении объектов и измерении их скорости. В таких системах сигнал генерируется с минимальной пиковой мощностью и возможностью изменения частоты излучаемых колебаний в широком диапазоне.

Сложную проблему в РЛС непрерывного излучения (НИ) представляет непосредственное просачивание энергии передатчика РЛС в приемник. Фактически история развития РЛС НИ связана с разработкой методов обеспечения необходимой чувствительности

приемников при компенсации влияния непосредственного просачивания энергии от передатчика. На рисунке 1 показана обобщенная структурная схема РЛС непрерывного излучения с частотной модуляцией (ЧМ).

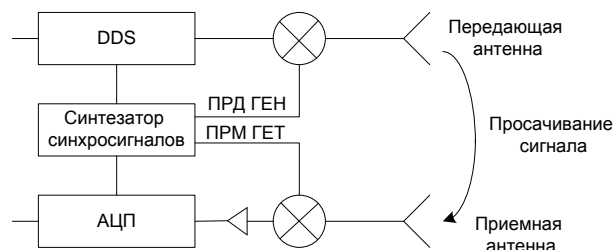


Рис. 1. Структурная схема РЛС непрерывного излучения с ЧМ

Цифровой синтезатор сигнала (DDS, direct digital synthesizer) формирует ЧМ сигнал, который в смесителе смешивается с колебаниями высокой частоты. Генератор СВЧ колебаний служит одновременно как генератором передатчика (ПРД ГЕН), так и гетеродином приемника (ПРМ ГЕТ). Усиление сигнала происходит на промежуточной частоте, после которого он передается на цифро-аналоговый преобразователь, дальнейшая обработка выполняется цифровыми методами. Мощность сигнала просачивания между приемной и передающей антенной на несколько порядков больше отраженного эхо-сигнала. Кроме того, даже при значительном снижении уровня мощности просачивающегося сигнала за счет разнесения приемной и передающей антенн, сигналы, отраженные от близко расположенных местных предметов и участков земной поверхности, могут маскировать слабые сигналы, отраженные от объектов. При расположении приемной и передающей антенн рядом трудно получить уровень развязки более -70 дБ относительно уровня зондирующего сигнала [2]. Эффективность той или иной РЛС в значительной степени зависит от того, как в ней подавляются просачивающиеся сигналы [4]. По своей природе просачивающийся сигнал не отличается от обычного эхо-сигнала. В гомодинных локалаторах

в аналоговом тракте при формировании дальностных частот его спектр отображается на "нулевую дальность" и не влияет на дальнейшую сигнальную обработку. Однако в цифровом высокочастотном тракте он может вызвать переполнение АЦП или подавление слабого "полезного" сигнала, что исследуется в работе.

Актуальным вопросом является влияние просачивания сигнала на результаты цифровой согласованной фильтрации в радиолокационных станциях с квазинепрерывным излучением.

Результаты математического моделирования показывают возможность выделения "полезного" сигнала на фоне сигнала просачивания, что позволит более точно оценить функциональные возможности цифрового тракта при ограниченной разрядности аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и его использовании в РЛС с квазинепрерывным излучением. В данной работе применяются методы математического моделирования с учетом разрядности АЦП и его работы в штатном режиме и режиме переполнения.

II. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЗАДАЧИ

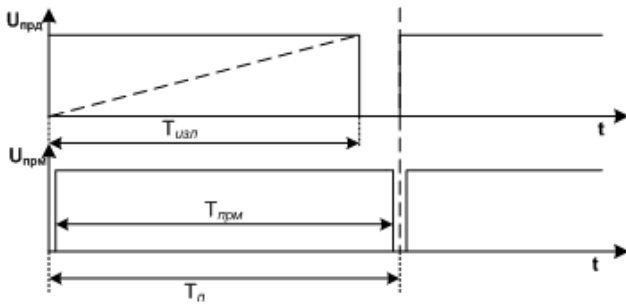


Рис. 2. Диаграммы излучения и приема зондирующего сигнала в РЛС КНИ

Рассматривается эхо-сигнал на фоне просачивания энергии в РЛС с квазинепрерывным излучением (КНИ) и линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [5]. Эпюры напряжений, поясняющие принцип работы РЛС, приведены на рис. 2. Период модуляции T_n зондирующего сигнала включает время излучения $T_{изл}$ и время задержки $T_з$, что примерно соответствует времени приема сигнала $T_{прм}$ (1):

$$T_n = T_з + T_{изл} \approx T_{прм}. \quad (1)$$

На рис. 2 пунктирной линией показано изменение частоты аналогового ЛЧМ-сигнала $s(t)$ длительностью $T_u = T_{изл}$. Его цифровая реализация $s(t_n)$, полученная после АЦП, с частотой дискретизации F_d (рис. 1) имеет вид (2):

$$s(t_n) = S_0 \cos(\varphi_0 + 2\pi(f_0 t_n + 0.5bt^2)), \quad (2)$$

где $b = (F_{\max} - F_{\min})/T_u$; $n \in [0, N-1]$, N - количество отсчетов в сигнале; S_0 - амплитуда сигнала; φ_0 - начальная фаза сигнала. Частота дискретизации не должна противоречить теореме Котельникова [3]: $F_d > 2\Delta F$, где $\Delta F = F_{\max} - F_{\min}$ - девиация частоты сигнала.

Мощность отраженного сигнала для РЛС с пассивным ответом задается уравнением (3):

$$P_r = \frac{P_t G_t A_r \sigma}{(4\pi)^2 R^4}, \quad (3)$$

где P_t - мощность передатчика; G_t - усиление антенны; $A_r = G\lambda^2/(4\pi)$ - эффективная площадь приемной антенны; λ - длина волны; σ - эффективная площадь рассеяния (ЭПР) цели в данном ракурсе; R - расстояние до объекта. График зависимости отношения сигнал/шум (signal-to-noise ratio, SNR) объекта (L_o) от дальности с одинаковым ЭПР с указанием уровня просачивания (L_e) сигнала дан на рис. 3. График представлен в относительных единицах (децибелах) для удобства оценки уровня сигналов в высокочастотном тракте. Уровень порога определяется чувствительностью приемника и вероятностью ложной тревоги.

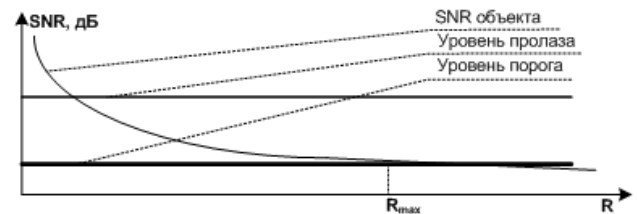


Рис. 3. График зависимости отношения сигнал/шум объекта от дальности с указанием уровня просачивания сигнала в РЛС с КНИ

Разница между уровнем сигнала просачивания и уровнем эхо-сигнала определяется формулой (4):

$$D = L_s + L_e - L_o, \quad (4)$$

где L_s - уровень излучаемого сигнала, L_e - уровень подавления сигнала просачивания, L_o - уровень эхо-сигнала, отраженного от объекта. Амплитуда принимаемого сигнала максимальна, когда уровень отражений от объекта L_o равен чувствительности приемника РЛС.

Цифровой согласованный фильтр (СФ) математически описывается формулой (5):

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N_s-1} h(k)x(n-k), \quad (5)$$

где $h(k)$ - импульсная характеристика фильтра, N_h - длина импульсной характеристики фильтра.

Для определения влияния уровня просачивания энергии на результаты согласованной фильтрации необходимо провести эксперименты, параметрами которых являются чувствительность приемника $L_o = P_{r\min}$ и разрядность АЦП L при неизменных уровне излучения сигнала $L_s = const$ и уровне подавления просачивания сигнала $L_e = const$. При моделировании считаем, что АЦП функционирует в штатном режиме без насыщения.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Пусть средняя излучаемая мощность равна 1Вт, тогда уровень излучаемого сигнала соответствует $L_s = 30$ дБм, уровень сигнала просачивания (после ослабления на развязке $L_e = -60$ дБ) составляет -30 дБм. Уровень эхо-сигнала, принятого с расстояния 1 - 2 км, равен от -120 до -150 дБм. Входной вектор представляет аддитивную смесь эхо-сигнала, задержанного на $\Delta N = 1000$ отсчетов, и сигнала просачивания.

A. Выделение слабого эхо-сигнала на фоне сигнала просачивания при использовании полного динамического диапазона АЦП.

Исследуемый сигнал аналитически представляется следующей формулой:

$$s(t_n) = 2^{L-1} \cos(\varphi_0 + 2\pi(f_0 t_n + 0.5bt^2)) + 2^M \cos(\varphi_0 + 2\pi(f_0 t_n + 0.5bt^2)), \quad (6)$$

где 2^{L-1} - амплитуда сигнала просачивания, 2^M - амплитуда "полезного" сигнала, $0 < M \leq L-1$. Результаты исследования показаны на рис. 4 - рис. 6 и в табл. 1. На графиках рис. 5 и рис. 6 по оси абсцисс отложены номера отсчетов сигнала, по оси ординат - мощность сигнала в логарифмическом масштабе после согласованной фильтрации (СФ). При выполнении оптимальной СФ с прямоугольным окном выделить "полезный" сигнал не представляется возможным.

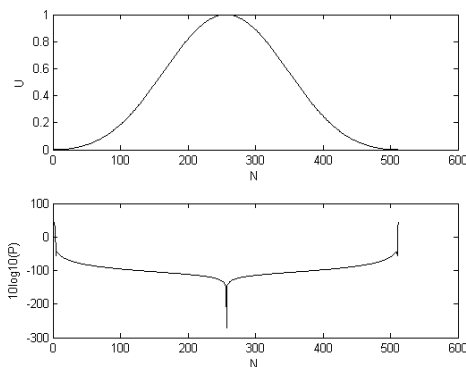


Рис. 4. Окно Блэкмана и его спектр

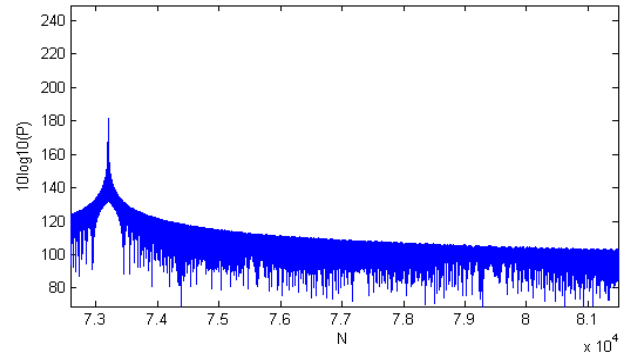


Рис. 5. Результаты СФ сигнала без использования окна Блэкмана

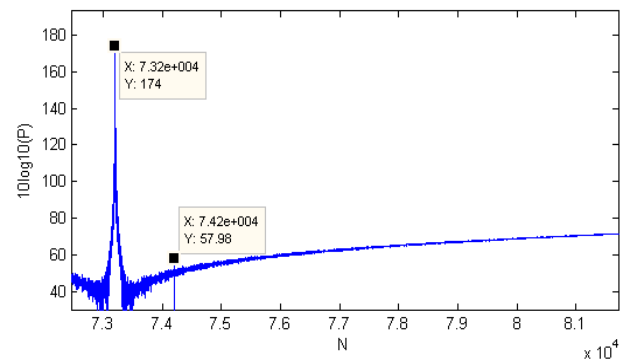


Рис. 6. Результаты СФ сигнала с использованием окна Блэкмана

Таблица 1

Результаты СФ смеси эхо-сигнала и сигнала просачивания при работе АЦП без переполнений

Параметры	Значения параметров			
	-120	-130	-140	-150
$P_{r\min}$, дБм	-120	-130	-140	-150
D , дБ	90	100	110	120
D , бит информации	15	17	19	20
Разрядность АЦП, бит	Уровень сигнала L_0 , $2^M / \text{SNR}$ после СФ, дБ			
10	$2^{-6} / 5$	<0	<0	<0
12	$2^{-4} / 19$	$2^{-6} / 6$	<0	<0
14	$2^{-2} / 28$	$2^{-4} / 16$	4.9	<0
16	$2^1 / 36$	$2^{-2} / 19$	$2^{-4} / 1$ 0	$2^{-5} / 4$

Главный пик - это результат дальностной свертки сигнала просачивания с импульсной характеристикой фильтра. Он будет присутствовать на начальных отсчетах вектора-результата СФ и будет влиять на следующую зону РЛС, внутри которой эхо-сигнал находится под боковыми лепестками сигнала просачивания. Однако при использовании весового амплитудного окна, отличного от прямоугольного, например, окна Блэкмана со спектральными характеристиками, представленными на рис. 4, выделение слабого эхо-сигнала становится возможным, если его уровень не менее -90 дБм, а уровень просачивания не выходит за динамический диапазон АЦП.

В. Выделение эхо-сигнала, занимающего половину динамического диапазона АЦП, на фоне сигнала просачивания с уровнем, соответствующим динамическому диапазону АЦП.

Результаты исследования показаны на рис. 7 - рис. 8.

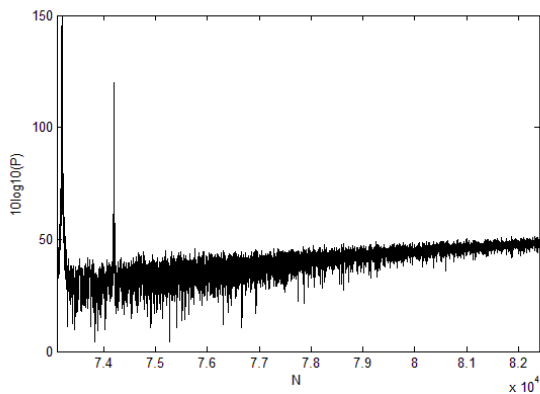


Рис. 7. Результаты СФ эхо-сигнала на фоне сигнала просачивания без переполнения АЦП

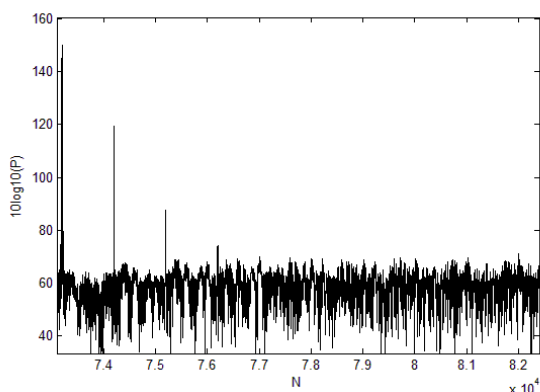


Рис. 8. Результаты СФ эхо-сигнала на фоне сигнала просачивания с учетом переполнения АЦП

При выполнении согласованной фильтрации эхо-сигнала от точечного отражателя на дальности 1 км, уровень которого соответствует 6 битам АЦП, на фоне сигнала просачивания, занимающего 11 бит 12-битного АЦП, получено отношение сигнал/шум, равное 76 дБ. При наличии переполнений в АЦП уровень главного лепестка уменьшился на 0.5 дБ и возникли

ложные отражатели с уровнями -32 дБ и -45 дБ, что недопустимо.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрено влияние уровня просачивания энергии из передатчика в приемник на результаты согласованной фильтрации в радиолокационных станциях с непрерывным излучением. Результаты моделирования показали возможность выделения слабого эхо-сигнала с дальности 1 – 2 км на фоне сигнала просачивания, занимающего весь динамический диапазон АЦП при выполнении следующих условий: (1) подавление сигнала просачивания составляет не менее -60 дБ; (2) оптимальная дальностная фильтрация заменяется на подоптимальную, с амплитудным взвешиванием характеристики согласованного фильтра.

В результате дополнительных исследований работы аналого-цифрового преобразователя в штатном режиме и режиме переполнения установлено: если сигнал просачивания соответствует полному динамическому диапазону АЦП, и уровень полезного сигнала занимает половину динамического диапазона АЦП, то аддитивная смесь сигналов приводит к переполнению АЦП, и при согласованной дальностной фильтрации появляются ложные точечные отражатели.

Определен минимальный уровень эхо-сигнала, который можно обнаружить на фоне сигнала просачивания при согласованной дальностной фильтрации с использованием амплитудных взвешивающих функций.

По результатам моделирования выбрана структура приемо-передатчика дальностно-доплеровского локалятора непрерывного излучения. Такой подход к построению высокочастотной части охранных доплеровских РЛС позволяет минимизировать мертвую зону, что особенно важно при обнаружении близко расположенных объектов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970: Пер. с англ. (в четырех томах) / под ред. К.Н. Трофимова; Том 3. Радиолокационные устройства и системы / под ред. А.С. Виницкого. М.: Сов. радио, 1978. 528 с.
- [2] Радиолокационные сигналы с низкой вероятностью их перехвата // Технические средства разведки капиталистических государств. ВИНТИ, 1984. Вып. 2. С. 39.
- [3] Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.
- [4] Вопросы скрытности и помехоустойчивости при применении в радиолокации сложных псевдослучайных сигналов / под общей ред. Винокурова В.И. Изд-во МО СССР, 1977.