

СЛОЖНЫЕ СИСТЕМЫ: МОДЕЛИ, АНАЛИЗ И УПРАВЛЕНИЕ



МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

УДК 621.396: 537.87;621.37

Б.А. Лаговский¹
А.Б. Самохин²

B.A. Lagovsky
A.B. Samokhin

ПОВЫШЕНИЕ ИНФОРМАТИВНОСТИ СИСТЕМ РАДИОЛОКАЦИИ НА ОСНОВЕ РЕШЕНИЯ ВАРИАЦИОННЫХ ЗАДАЧ

INCREASING THE INFORMATION CONTENT OF RADAR SYSTEMS BASED ON THE SOLUTIONS OF VARIATIONAL PROBLEMS

Решена задача поиска спектрального состава (или формы) сверхширокополосных сигналов, обеспечивающего максимальное значение принимаемого сигнала при фиксированной точности измерения угловых координат объектов. На основе анализа отношения сигнал/шум проведена количественная оценка потенциальных возможностей применения сверхширокополосных импульсных сигналов в радиолокации. Показано, что их использование потенциально позволяет решать задачу обнаружения, идентификации и измерения координат малозаметных объектов с необходимой точностью, в том числе радиолокационных целей, защищённых широкополосными поглощающими покрытиями.

Ключевые слова: сверхширокополосные импульсы, вариационная задача с ограничениями, узкополосные зондирующие сигналы, оптимальная обработка широкополосных сигналов.

Solved the problem of finding the spectral content (or form) of UWB signals, providing the maximum value of the received signal with fixed-bathroom-precision measurement of angular coordinates of objects. Based on the analysis of the signal-to-noise quantitative assessment of the potential applications of UWB pulse signals in radar. It is shown that their use potentially solves the problem of detection, identification and measurement of subtle coordinates of objects with the required accuracy, including radiolocation purposes, secured by broadband absorbing coating.

Keywords: ultrawideband pulses, variation problem with constraints, narrowband probe signals, optimum UWB signal processing.

¹ Доктор технических наук, профессор, доцент, Московский государственный университет информационных технологий, радиотехники и электроники.

² Доктор физ.-мат. наук, профессор, заведующий кафедрой прикладной математики, Московский государственный университет информационных технологий, радиотехники и электроники, заслуженный деятель науки РФ.

Введение

Актуальной задачей радиолокации является обнаружение, идентификация и измерение координат малозаметных радиолокационных целей, особенно целей, защищённых сверхширокополосными радиопоглощающими покрытиями. Один из предложенных путей решения – использование в качестве зондирующих сигналов

сверхширокополосных (СШП) импульсов с длительностью порядка наносекунды.

Повышение информативности РЛС при использовании сигналов со сверхширокой полосой частот в значительной степени происходит благодаря увеличению разрешающей способности по дальности, а также за счёт отдельного приёма отражённых импульсов от различных фрагментов исследуемых объектов. При длительности излучаемого импульса в 1 нс разрешение по дальности составляет 30 см. Принимаемые сигналы несут информацию не только о цели в целом, но и об ее отдельных элементах, что позволяет провести распознавание класса и типа цели, а также получить её радиоизображение. Перспективным является исследование зависимости формы принимаемых сигналов от частотной зависимости эффективной площади рассеяния (ЭПР) объектов, что позволит увеличить вероятность правильной идентификации объектов.

Обнаружение целей, защищённых сверхширокополосными радиопоглощающими покрытиями, становится возможным за счёт включения в состав импульсов низкочастотных составляющих, которые относительно слабо поглощаются покрытиями. Увеличение доли низкочастотных составляющих в спектре резко улучшает характеристики обнаружения, но при этом возрастает ширина диаграммы направленности (ДН), что приводит к снижению точности угловых измерений и угловой разрешающей способности РЛС [1].

Возникает практически важная задача формирования зондирующих импульсов с максимально возможным содержанием низкочастотных составляющих при дополнительном ограничении: ширина получающейся ДН должна позволять проводить измерения угловых координат объектов с необходимой точностью.

Постановка задачи. В работах [2–5] поставлены и решены частные задачи оптимизации формы амплитудного и фазового спектров СШП импульсов на основе полных или частичных данных об отражающих свойствах целей. Значения наибольшей ω_{\max} и наименьшей ω_{\min} частот, входящих в спектр СШП импульсов, считались фиксированными.

Было показано, что, адаптируя спектральный состав СШП импульсов к характеристикам отражения цели и дисперсионным свойствам приёмно-передающей антенны, можно без снижения точности угловых измерений резко увеличить максимальное значение принимаемого отражённого сигнала, т.е. увеличить дальность действия РЛС.

Рассмотрим общую задачу увеличения дальности обнаружения малозаметных целей на основе оптимизации спектра (формы) зондирующих СШП импульсов при заданной точности угловых измерений, определяемой шириной ДН.

Пусть функция $U_r(t)$ описывает зависимость от времени принимаемого импульса. Одним из важнейших параметров обнаружения импульса является максимальное (пиковое) значение сигнала:

$$U_M = \max_t (U_r(t)). \quad (1)$$

Требуется найти спектральный состав генерируемого СШП импульса, включая значения наибольшей и наименьшей частот спектра ω_{\max} и ω_{\min} , обеспечивающий максимальное значение (1) среди всех возможных реализаций $U_r(\theta, t)$ при дополнительных условиях:

1) ширина полученной ДН не должна превышать заданную ширину $\theta_{0,5}$;

2) для корректного сравнения получаемых решений энергия всех исследуемых типов импульсов должна быть одинаковой, т.е.

$$\int_0^{\tau} U^2(t) dt = \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) V^*(\omega) d\omega = \text{const}. \quad (2)$$

Введены обозначения: $U(t)$ – временная зависимость генерируемого СШП импульса, τ – его длительность, $V(\omega)$ – подлежащий определению комплексный спектр генерируемого импульса, $V^*(\omega)$ – комплексно сопряжённая функция.

Решение. Для упрощения получаемых в дальнейшем выражений будем считать форму ДН на каждой частоте рассматриваемого диапазона игольчатой, симметричной по углу относительно направления на максимум и описывать только с помощью угла отклонения от максимума θ .

Нормированные на коэффициент направленного действия (КНД) на каждой из используемых частот ДН антенной системы обозначим $f(\theta, \omega)$.

Комплексный спектр, а следовательно, и форма СШП импульсов, претерпевают значительные изменения при излучении, отражении от объекта и приёме сигнала [3; 4].

Спектр импульса, излучаемого в направлении θ :

$$V_e(\theta, \omega) = V(\omega) f(\theta, \omega), \quad (3)$$

спектр сигнала, отражённого в обратном направлении на РЛС:

$$V_R(\theta, \omega) = V_e(\omega) R(\omega), \quad (4)$$

спектр импульса, принимаемого с направления θ :

$$V_r(\theta, \omega) = V_R(\omega) f_r(\theta, \omega), \quad (5)$$

где $R(\omega)$ – заданная комплексная функция, опи-

сывающая частотные характеристики отражения объекта, которую назовём коэффициентом отражения объекта. Зависимость функции R от частоты представим в виде:

$$R(\omega) = \sqrt{\sigma(\omega)} \exp(i\varphi(\omega)), \quad (6)$$

где $\sigma(\omega)$ – частотная зависимость эффективной площади рассеяния (ЭПР) цели; $\varphi(\omega)$ – фазо-частотная характеристика отражения.

Временные зависимости СШП импульсов получим, выполнив преобразование Фурье комплексных спектров.

В итоге, максимальное значение сигнала, принимаемого с направления θ , может быть представлено как:

$$U_M(\theta) = \max_t (U_r(\theta, t)) = \max_t \left(\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) f_e(\theta, \omega) R(\omega) f_r(\theta, \omega) \exp(i\omega t) d\omega \right). \quad (7)$$

Полуширину ДН при приёме СШП импульсов определим по уровню снижения максимума сигнала в $\sqrt{2}$ раз и зададим в виде угла θ_0 , так что $\theta_{0.5} = 2\theta_0$. В этом случае максимальные значения СШП импульсов для углов прихода сигнала $\theta = 0$ и $\theta = \theta_0$ связаны соотношением:

$$U_M(\theta_0) = \sqrt{2} / 2 U_M(0). \quad (8)$$

Из (3–8), в частности, следует, что ширина ДН при использовании СШП импульсов оказывается различной при излучении и при приёме сигналов. Ширина и форма ДН определяются не только частотными свойствами антенны, но также шириной и формой спектра СШП импульсов и, кроме того, частотной зависимостью коэффициента отражения цели $R(\omega)$.

Используя (7, 8), представим первое дополнительное условие поставленной задачи в формализованном виде:

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \max_t \left(\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) f_e(0, \omega) R(\omega) f_r(0, \omega) \exp(i\omega t) d\omega \right) = \max_t \left(\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) f_e(\theta_0, \omega) R(\omega) f_r(\theta_0, \omega) \exp(i\omega t) d\omega \right). \quad (9)$$

Характеристики отражения в виде $R(\omega)$ при решении задачи считаются известными, что предполагает использование предварительной информации о радиолокационной цели. При отсутствии такой информации следует использовать какую-либо математическую модель частотной зависимости ЭПР малозаметной цели.

Таким образом, приходим к математической формулировке поставленной задачи: най-

ти спектр генерируемого сигнала $V(\omega)$, включая значения ω_{\max} и ω_{\min} , обеспечивающий при $\theta = 0$ максимум функционала (7) по заданным частотным зависимостям ДН $f(\omega, \theta)$ и характеристикам отражения цели в виде комплексной функции $R(\omega)$ с дополнительными условиями (2) и (9).

Решение задачи разделим на два этапа. На первом строится алгоритм поиска спектра генерируемого сигнала $V(\omega)$ для задаваемых фиксированных значений ω_{\max} и ω_{\min} . На втором этапе проводится сравнение полученных результатов, и из рассмотренного множества $[\omega_{\min}, \omega_{\max}]$ определяются значения наибольшей и наименьшей частот и соответствующий им спектр СШП импульсов $V(\omega)$, обеспечивающий максимально возможное значение $U_M(0)$ из (7).

Первый этап сводится к решению вариационной задачи поиска спектра $V(\omega)$, при котором достигается максимум функционала (7) при дополнительных условиях (2, 9) для фиксированных значений ω_{\max} и ω_{\min} .

Введя неопределённые множители Лагранжа λ_1 и λ_2 , приходим к системе уравнений:

$$R(\omega) f^2(0, \omega) \exp(i\omega t_0) - \lambda_1 R(\omega) \left\{ f^2(0, \omega) \exp(i\omega t_0) - \sqrt{2} f^2(\theta_0, \omega) \exp(i\omega t_1) \right\} = \lambda_2 V^*(\omega). \quad (10)$$

$$\frac{\sqrt{2}}{2} \left\{ \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) f^2(0, \omega) R(\omega) \exp(i\omega t_0) d\omega \right\} = \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) f^2(\theta_0, \omega) R(\omega) \exp(i\omega t_1) d\omega. \quad (11)$$

$$\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V(\omega) V^*(\omega) d\omega = 1, \quad (12)$$

где t_0 и t_1 – время прихода максимумов СШП импульсов, принимаемых с направлений $\theta = 0$ и $\theta = \theta_0$. В общем случае значения t_0 и t_1 могут различаться.

Спектр $V(\omega)$ определяется с точностью до постоянного множителя, поэтому в последнем уравнении (12) без ограничения общности константа из (2) может быть положена равной единице.

Решая (10–12), находим множитель λ_1 :

$$\lambda_1 = \frac{0.5 \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} R(\omega) R^*(\omega) \left\{ f^{2*}(0, \omega) \exp(-i\omega t_0) \Phi(\omega) + f^2(0, \omega) \exp(i\omega t_0) \Phi^*(\omega) \right\} d\omega}{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} R(\omega) R^*(\omega) \Phi(\omega) \Phi^*(\omega) d\omega}, \quad (13)$$

где введено обозначение:

$$\Phi(\omega) = \frac{\sqrt{2}}{2} f^2(0, \omega) \exp(i\omega t_0) - f^2(\theta_0, \omega) \exp(i\omega t_1). \quad (14)$$

В итоге, спектр СШП импульса, обеспечивающий максимальное пиковое значение принимаемого сигнала, определяется выражением:

$$V_{opt}(\omega) = \frac{1}{\lambda_2} R^*(\omega) \left\{ f^{2*}(0, \omega) - \lambda_1 \left[f^{2*}(0, \omega) - \sqrt{2} f^{2*}(\theta_0, \omega) \exp(-i\omega \Delta t) \right] \right\}, \quad (15)$$

где λ_1 задаётся в виде (13, 14), Δt – разность времени прихода максимумов сигналов с направлений $\theta = 0$ и $\theta = \theta_0$, легко определяемая численно, например методом последовательных приближений. Нормирующий множитель λ_2 находится при подстановке найденного спектра $V_{opt}(\omega)$ в (12).

На втором этапе решения задачи вначале определяем частоту ω_0 , на которой полуширина ДН $f(\omega_0, \theta)$ равна заданной θ_0 . Далее последовательно вводим значения $\omega_{max} > \omega_0$ и $\omega_{min} < \omega_0$, которые в итоге перекрывают либо весь частотный диапазон, используемый в радиолокации, либо достигают границ допустимой полосы частот, если она определена при постановке задачи. По формулам (13–15) для каждой пары значений ω_{max} и ω_{min} находится свой оптимальный спектральный состав СКИ и значение принимаемого сигнала $U_M(0)$ из (1). Сравнивая полученные значения, находим максимум $U_M(0)$, соответствующие ему граничные частоты ω_{max} и ω_{min} и оптимальный спектр генерируемого СКИ $V_{opt}(\omega)$ в виде (15).

Введя обозначение $F[.]$ для преобразования Фурье, получим формы СШП импульсов: оптимального генерируемого

$$U_{opt}(t) = F[V_{opt}], \quad (16)$$

излучаемого в направлении $\theta - U_e(t) = F[V_{opt} f(\theta)]$, принимаемого с направления θ

$$U_r(t) = F[V_{opt} f^2(\theta) R]. \quad (17)$$

Пример 1. Рассмотрим задачу обнаружения цели, защищённой сверхширокополосным радиопоглощающим покрытием. Радиолокационная цель описывается с помощью введённой функции $R(\omega)$ (6). Тип зависимости $R(\omega)$ выбран близким к частотной зависимости коэффициента отражения сверхширокополосного радиопоглощающего покрытия. Максимальные значения $R(\omega)$ приходятся на область низких частот, где электрическая толщина покрытия много меньше длины волны. На более высоких частотах значения $R(\omega)$ резко уменьшаются.

Были заданы максимально допустимая ширина ДН $2\theta_0 = 3^\circ$ и её форма на каждой из используемых частот, которая соответствовала форме ДН антенной решетки с равномерным распределением амплитуды тока по излучателям. Частота f и длительность импульса τ выражались в относительных единицах, так, чтобы выполнялось условие: $f\tau = 1$, т.е. если частота f задаётся в ГГц, то τ – в наносекундах. Расчёты представлены в безразмерных величинах. За $f_0 = 1$ выбрано значение частоты, на которой ширина ДН равна $2\theta_0$, т.е. 3° . На этой частоте размер антенны составляет $\sim 20\lambda_0$.

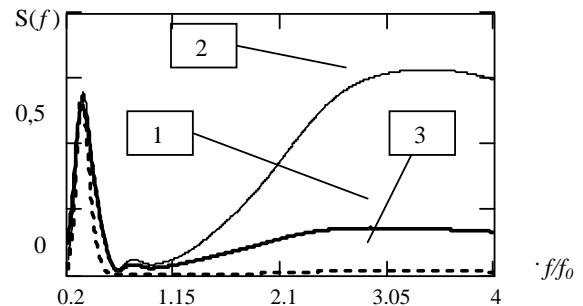


Рис. 1. Амплитудно-частотные спектры СШП импульсов 1 – генерируемый, 2 – излучаемый, 3 – принимаемый сигналы

На рис. 1 приведён найденный по формулам (13–15) амплитудный спектр генерируемого СШП импульса. Найденный импульс обеспечивает максимальное пиковое значение принимаемого сигнала при использовании очень широкой полосы частот: $\Delta f = 0,2 f_0 \div 4 f_0$. На этом же рисунке показаны спектры излучаемого и принимаемого сигналов.

Форма принимаемых СШП импульсов в общем случае сильно отличается от генерируемых. На рис. 2 показаны найденный в соответствии с (16) генерируемый импульс и принимаемый импульс при угле наблюдения $\theta = 0^\circ$. Доля высокочастотных составляющих в спектре принимаемого импульса существенно ниже, чем в излучаемом, что приводит к сглаживанию сигнала и увеличению его длительности.

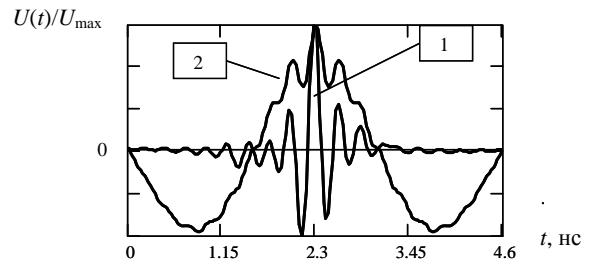


Рис. 2. Форма импульсов при угле наблюдения цели $\theta = 0^\circ$. 1 – излучаемый СШП импульс; 2 – принимаемый СШП импульс

Найденные значения максимумов U_M для различных частотных диапазонов приведены на рис. 3 в нормированном виде.

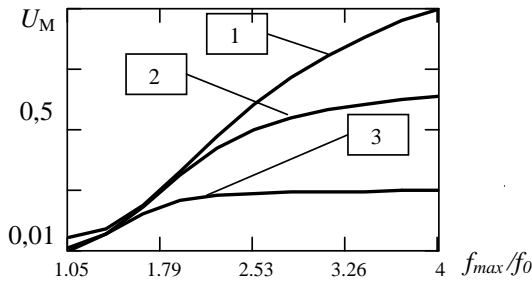


Рис. 3. Зависимость максимальных значений принимаемых СШП импульсов от высокочастотной границы спектра при различных значениях низкочастотной границы:
1 – $f_{min} = 0,2 f_0$; 2 – $f_{min} = 0,35 f_0$; 3 – $f_{min} = 0,43 f_0$

Показаны изменения U_M при расширении спектра за счёт высокочастотной границы при различных фиксированных значениях низкочастотной границы f_{min} . При увеличении полосы для полученных зависимостей характерно резкое начальное возрастание максимальных значений и дальнейшая их стабилизация. Таким образом, хотя максимум U_M достигается при самой широкой полосе частот: $0,2 f_0 \leq f \leq 4 f_0$, сужение полосы до $0,3 f_0 \leq f \leq 3 f_0$ снижает U_M лишь незначительно.

Обоснование эффективности применения СШП импульсов для обнаружения малозаметных целей

На основе решения приведенной задачи оказывается возможным провести количественную оценку улучшения характеристик обнаружения объектов и оценить потенциальные возможности использования СШП импульсов в радиолокации.

Главным критерием, в соответствии с которым следует проводить сравнение качества систем обнаружения и измерения координат радиолокационных целей при фиксированной ширине ДН, является отношение сигнал/шум в принимаемом сигнале – q . Обычно q^2 определяют как отношение квадрата максимального значения полезного сигнала к среднеквадратичному значению шума [1]:

$$q^2 = \frac{U_M^2}{U_n^2}. \quad (18)$$

Решение рассмотренной в предыдущем разделе задачи получения максимального значения принимаемого сигнала не обязательно обеспечивает максимальное значение отношения сигнал/шум, т.к. увеличение полосы используемых частот приводит к возрастанию среднеквадратич-

ного значения шума U_n^2 . Для малозаметных целей при использовании узкополосных сигналов, когда полоса частот много меньше несущей частоты $\Delta\omega \ll \omega_0$, для угла наблюдения $\theta = 0^\circ$ при условии единичной излучаемой мощности (12) из (5, 18) получим

$$q_0^2 = \frac{f(0, \omega_0)^4 |R(\omega_0)|^2}{N_0(\omega_0)}, \quad (19)$$

где N_0 – спектральная плотность шума на частоте ω_0 .

При использовании СКИ отношение сигнал/шум (18) в общем случае принимает вид:

$$q_W^2 = \frac{\left(\int_{-\infty}^{\infty} V(\omega) f(0, \omega)^2 R(\omega) \exp(i\omega t_0) d\omega \right)^2}{\int_{-\infty}^{\infty} N_0(\omega) d\omega}. \quad (20)$$

Целесообразность использования СШП импульсов для решения задач обнаружения объектов определяется степенью превышения q_W^2 значения q_0^2 , т.е. коэффициентом увеличения отношения сигнал/шум $K_W = q_W^2/q_0^2$.

Значение K_W для решенной задачи определения спектрального состава генерируемого СШП импульса из (19, 20) получаем в виде:

$$K_W = \frac{\left(\operatorname{Re} \left(\int_{\omega_{min}}^{\omega_{max}} V_{opt}(\omega) f(0, \omega)^2 R(\omega) \exp(i\omega t_0) d\omega \right) \right)^2}{f(0, \omega_0)^4 |R(\omega_0)|^2} \times \frac{N_0(\omega_0)}{\int_{\omega_{min}}^{\omega_{max}} N_0(\omega) d\omega}. \quad (21)$$

Функционал K_W оказывается зависящим от дисперсионных свойств ЭПР цели, а также от задаваемой максимально допустимой ширины ДН при приёме импульсов и дисперсионных зависимостей ДН антенной системы.

Решение задачи получения максимального K_W так же, как решение рассмотренной задачи получения максимального пикового значения принимаемого сигнала, разделяется на два этапа. Первый этап – поиск решения в виде $V_{opt}(\omega)$ для фиксированных значений ω_{max} и ω_{min} – у обеих задач совпадает. На втором этапе численно ищется максимум (21) по двум переменным ω_{max} и ω_{min} при уже полученной на первом этапе зависимости числителя (21) от этих переменных. С вычислительной точки зрения поиск максимума функции двух переменных не представляет сложности.

Значения K_W для различных видов зависимости $R(\omega)$ могут различаться, поэтому для получения точных результатов требуется решать задачу поиска максимума (21) для каждой конкретной зависимости.

Пример 2. Для получения численной оценки (21) используем те же исходные данные, что и в рассмотренном ранее примере 1. Шум будем считать «белым», его спектр $N_0(\omega) = N_0$. Тогда

$$K_W = \frac{\left(\operatorname{Re} \left(\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} V_{opt}(\omega) f(0, \omega)^2 R(\omega) \exp(i\omega t_0) d\omega \right) \right)^2}{f(0, \omega_0)^4 |R(\omega_0)|^2 (\omega_{\max} - \omega_{\min})}. \quad (22)$$

На рис. 4 приведена найденная в соответствии с (22) зависимость увеличения отношения сигнал/шум от низкочастотной границы спектра f_{min} при различных фиксированных значениях высокочастотной границы.

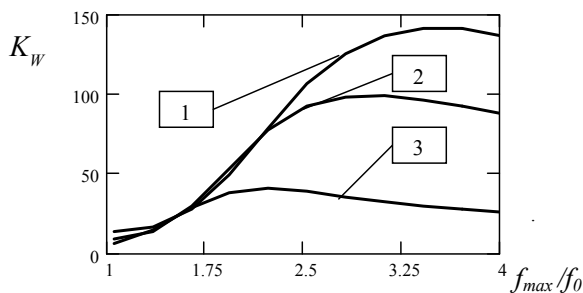


Рис. 4. Зависимость увеличения отношения сигнал/шум от высокочастотной границы спектра при различных значениях низкочастотной границы:
 1 – $f_{min} = 0,2f_0$; 2 – $f_{min} = 0,25f_0$; 3 – $f_{min} = 0,275f_0$

Из полученных результатов следует, что отношение сигнал/шум для рассмотренных СШП импульсов много больше, чем при использовании узкополосных сигналов. Максимальное значение K_W составило 144 и было достигнуто при ширине полосы частот $0,2f_0 \div 3,7f_0$.

Применение оптимальной или квазиоптимальной фильтрации позволяет ещё больше увеличить K_W . Максимальное значение K_W в этом случае составило 530 и было достигнуто при ширине полосы частот $0,2f_0 \div 3f_0$.

На практике, однако, значения функции $R(\omega)$, особенно её фазовой характеристики, могут быть заданы только приближённо. На математической модели исследовалась зависимость значений функционала K_W от точности задания коэффициента отражения цели $R(\omega)$. Среднеквадратичное отклонение δ^2 характеристик отражения используемой модели цели от истинных значений определялось как

$$\delta^2 = \frac{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} |R(\omega) - R_M(\omega)|^2 d\omega}{\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} |R(\omega)|^2 d\omega}, \quad (23)$$

где $R_M(\omega)$ – используемая при математическом моделировании дисперсионная зависимость коэффициента отражения. Для корректного сравнения характеристик отражения была проведена нормировка

$$\int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} |R(\omega)|^2 d\omega = \int_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} |R_M(\omega)|^2 d\omega = 1.$$

На рис. 5 приведена найденная статистическая зависимость коэффициента увеличения отношения сигнал/шум от среднеквадратической ошибки δ^2 . Показаны ошибки двух типов: в задании только фазочастотной характеристики отражения цели – (1) и в задании только амплитудно-частотной характеристики – (2).

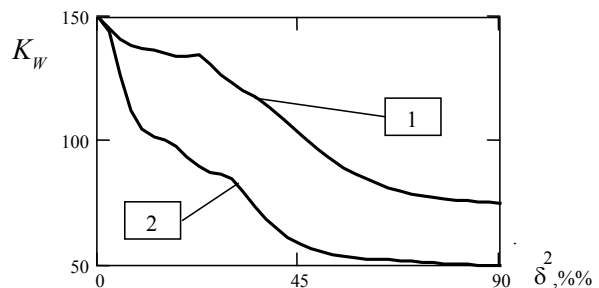


Рис. 5. Зависимость увеличения отношения сигнал/шум при приёме СШП импульсов от ошибки в задании:
 (1) – фазочастотной характеристики отражения цели;
 (2) – амплитудно-частотной характеристики отражения цели

Полученные результаты моделирования свидетельствуют, что найденные решения являются устойчивыми. Среднестатистическое снижение значений коэффициента K_W даже при ошибках 50–90% составляет 2-3 раза по сравнению с максимально возможным.

Таким образом, оптимизация спектрального состава (или формы) СШП импульсов позволяет получать хорошие результаты даже при использовании приближённых данных о дисперсионной зависимости ЭПР цели.

Выводы. Применение СШП импульсов при радиолокационном обнаружении и измерении координат малозаметных целей позволяет резко повысить отношение сигнал/шум в принимаемом сигнале по сравнению с узкополосными РЛС. Достигнуто значительное, больше чем на два порядка, повышение отношения сигнал/шум

во многом компенсирует снижение уровня отражения от целей, обусловленное применением сверхширокополосных радиопоглощающих покрытий [6].

В итоге можно констатировать, что полученные теоретические результаты и результаты численных экспериментов на математической модели показывают: применение СШП импульсов потенциально позволяет решать задачи радиолокационного обнаружения и измерения с необходимой точностью координат малозаметных целей, защищённых широкополосными поглощающими покрытиями, в том числе покрытиями типа «Стеллс».

Литература

1. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. – М. : Радио и связь, 1983.
2. Лаговский Б.А. Повышение точности угловых измерений в задачах радиолокации при ис-

пользовании сверхкоротких импульсов // Антенны. – 2004. – № 12 (89). – С. 53–57.

3. Лаговский Б.А. Методы увеличения дальности обнаружения малозаметных радиолокационных объектов при использовании СКИ // Антенны. – 2005. – № 6 (97). – С.19–25.

4. Лаговский Б.А. Излучение сверхкоротких импульсов антенными решётками с учётом взаимодействия элементов // Антенны. – 2009. – № 9. (148). – С. 29–36.

5. Lagovsky, B.A. Pulse characteristics of antenna array radiates ultra-wideband signals. Proc. 24th Int. Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”, Conference Proceedings 2014. CriMiCo 2014. – Crimea. – PP. 503–506.

6. Лаговский Б.А. Поглощающие и просветляющие плавно неоднородные покрытия для электромагнитных волн // Радиотехника и электроника. – 2006. – Т. 51. – № 1. – С. 1–12.