

СТАТИСТИЧЕСКАЯ РАДИОФИЗИКА

УДК 53:621.396.96:621.391.26

УМЕНЬШЕНИЕ ОБЪЕМА ЗАПИСЫВАЕМЫХ ДАННЫХ В ШУМОВОМ РАДИОЛОКАТОРЕ СО СПЕКТРАЛЬНОЙ ОБРАБОТКОЙ

К. А. Лукин, Ю. А. Шиян

*Институт радиофизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины,
12, ул. Ак. Проскуры, Харьков, 61085, Украина,
E-mail: LNDES@kharkov.com*

Представлены предварительные результаты исследования возможности уменьшения объема записываемых данных в шумовом радаре с когерентной спектральной обработкой. Показано, что получение достоверной оценки огибающей и фазы взаимокорреляционной функции сигнала, представляющего собой сумму опорного и отраженного шумовых сигналов, возможно при значительном уменьшении частоты выборки. Отмечено, что данный подход является более эффективным для узкополосных шумовых сигналов. Ил. 9. Библиогр.: 6 назв.

Ключевые слова: шумовой радар с когерентной спектральной обработкой, спектральная интерферометрия, частота выборки.

В последние годы стали доступными быстроедействующие и широкополосные аналого-цифровые преобразователи (АЦП), обеспечивающие оцифровку и запись в память персонального компьютера сигналов с полосой порядка 1 ГГц и выше с целью их последующей обработки. Это дает возможность оптимального приема широкополосных сигналов, используемых в радарх с высоким пространственным разрешением. Однако объем записываемых данных и ограниченная скорость их записи снижают эффективность обработки радиолокационных сигналов в реальном времени. Поэтому уменьшение потока записываемых данных остается актуальной задачей цифровой обработки сигналов в современной радиолокации и особенно в шумовой радиолокации [1-3], так как в шумовых радарх с непрерывными сигналами объем записываемых данных в два раза превышает поток данных в радарх, использующих детерминированные сигналы.

Целью данной работы является исследование возможности уменьшения потока записываемых данных в шумовом радаре с когерентной спектральной обработкой широкополосных сигналов [3-5]. Известно, что для полного восстановления произвольного сигнала требуется осуществлять выборку его значений (отсчетов) с частотой, превышающей в два раза максимальную частоту его спектра, как установлено в первой теореме Котельникова [6]. Чем выше максимальная частота в спектре сигнала, тем выше частота выборки и тем больший объем данных требуется сохранять и обрабатывать. Существенное уменьшение частоты выборки достигается в том случае, когда приходится иметь дело с узкополосными сигналами. В этом случае согласно четвертой

теореме Котельникова [6] сигнал можно реконструировать по набору данных, полученных с частотой выборки, в два раза превышающей ширину спектра сигнала при условии обеспечения достаточно малого времени записи отдельного отсчета. В работе показано, что в шумовых радарх с когерентной обработкой сигналов возможно дальнейшее уменьшение объема данных за счет снижения частоты выборки суммы (или произведения) принятого и опорного сигналов, если нас интересует только радиолокационная информация о цели. Например, в шумовом радаре со спектральной обработкой частота выборки определяется частотой периодической модуляции энергетического спектра суммы опорного и принятого сигналов. Отметим, что в этом случае полная реконструкция сигнала невозможна, однако при таком уменьшении частоты выборки сохраняется возможность достоверной оценки огибающей и фазы взаимокорреляционной функции сигнала, представляющего собой сумму опорного и отраженного шумовых сигналов. В работе исследованы случаи сверхширокополосного сигнала (ширина спектра соизмерима с центральной частотой) и узкополосного сигнала (ширина спектра намного меньше его центральной частоты).

1. Алгоритм оценки корреляционной функции в радарх со спектральной обработкой. На рис. 1 приведена функциональная схема шумового радиолокатора с когерентной спектральной обработкой, в котором для измерения дальности и скорости используется метод спектральной интерферометрии [1-5]. Генератором шума для облучения цели формируется случайный стационарный сигнал $s(t)$ с заданной формой энергетического спектра $S(f)$. Часть излу-

чаемого сигнала, отделяемая направленным ответвителем, суммируется с сигналом, отраженным от цели. Отраженный сигнал запаздывает относительно излученного на время $\tau_0 = 2L_0 / c$,

где $L_0 > \frac{c}{\Delta f}$ – расстояние до цели; c – скорость света в свободном пространстве. Результирующий сигнал подается на анализатор спектра.

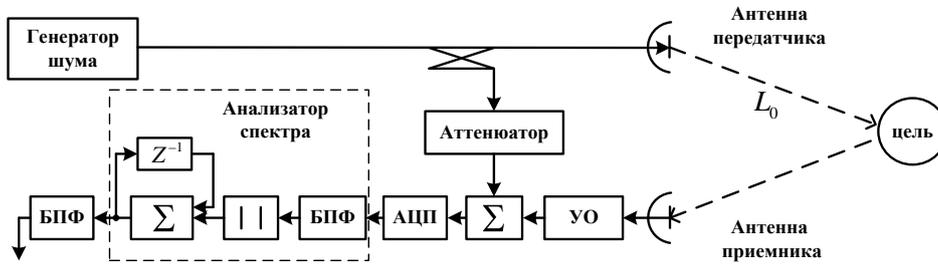


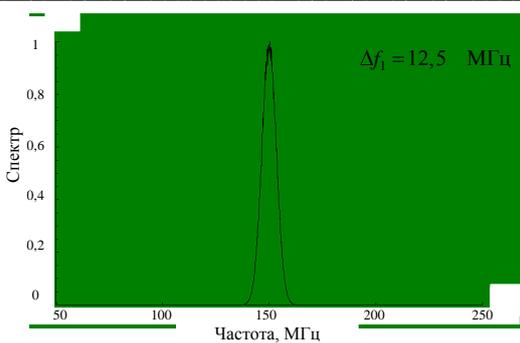
Рис. 1. Функциональная схема РЛС

Для цели в виде одиночного точечного отражателя спектр мощности $S_{\Sigma}(f, L)$ суммы шумового сигнала $s(t)$ и его задержанной копии $s(t - \tau_0)$ на выходе анализатора спектра имеет периодическую «модуляцию» и может быть представлен в виде функции двух переменных [3, 5]:

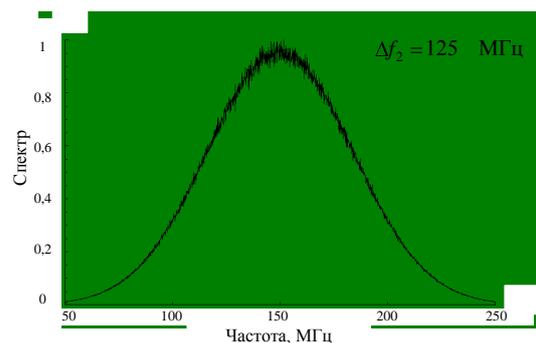
$$S_{\Sigma}(f, L) = (A_1^2 + A_2^2)S(f - f_0) \times \left[1 + 2 \frac{A_1 A_2}{A_1^2 + A_2^2} \cos\left(\frac{2\pi f}{c} 2L - \varphi\right) \right], \quad (1)$$

где $S(f - f_0)$ – спектр мощности излучаемого шумового сигнала $s(t)$; f_0 – среднее значение частоты спектра излученного сигнала; A_1 и A_2 – амплитудные множители излучаемого и отражен-

ного сигналов соответственно; φ – фаза коэффициента отражения цели; $2L = 2L_0 + \Delta$ – разность хода суммируемых сигналов, соответствующая времени задержки τ_0 отраженного сигнала $s(t - \tau_0)$ относительно опорного $s(t)$. На рис. 2 приведены примеры усредненного спектра мощности переданного шумового узкополосного (рис. 2, а) и широкополосного (рис. 2, б) сигналов с гауссовой формой огибающей спектра. Центральная частота сигналов $f_0 = 150$ МГц, ширина полосы $\Delta f_1 = 12,5$ МГц и $\Delta f_2 = 125$ МГц соответственно. Отражатели были помещены на расстоянии: $L_1 = 300$ м для узкополосного сигнала и $L_2 = 30$ м для широкополосного.



а)



б)

Рис. 2. Спектр мощности $S(f - f_0)$ излученного шумового сигнала: а) – узкополосного; б) – широкополосного

На рис. 3 приведены соответствующие огибающие спектров мощности суммы сигналов $s(t)$ и $s(t - \tau_0)$.

Разность частот Δf_m (рис. 3), соответствующую двум последовательным максимальным значениям спектра мощности $S(f - f_0)$,

например, с номерами $n+1$ и n находим из уравнения (1)

$$\Delta f_m = f_{n+1} - f_n = \frac{1}{\tau_0} = \frac{c}{2L_0}. \quad (2)$$

Из уравнения (1) следует, что для оценки расстояния до одиночной цели достаточно измерить разность частот Δf_m и рассчитать его следующим образом:

$$L = \frac{c}{2\Delta f_m} = \frac{c}{2(f_n - f_{n+1})}. \quad (3)$$

Мощность сигнала, поступающего на анализатор спектра P_Σ , определяется путем интегрирования соотношения (1) по всем частотам спектра и равна сумме мощностей опорного P_i и отраженного P_r сигналов: $P_\Sigma = P_i + P_r$.

Применив теорему Винера - Хинчина к уравнению (1), можно получить автокорреляционную функцию $R_\Sigma(\tau, \tau_0)$ суммы шумового сигнала и его задержанной копии. Функция $R_\Sigma(\tau, \tau_0)$ представляет собой сумму удвоенной автокорреляционной функции шумового сигнала и двух взаимокорреляционных функций опорного и отраженного сигналов, имеющих максимумы при задержках, равных разности и сумме времен естественной и искусственной задержек [2]

$$R_\Sigma(\tau, \tau_0) = 2R(\tau) + R(\tau + \tau_0) + R(\tau - \tau_0), \quad (4)$$

где

$$R(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T s(t)s^*(t-\tau)dt, \quad \tau = \overline{0, \tau_{\max}}. \quad (5)$$

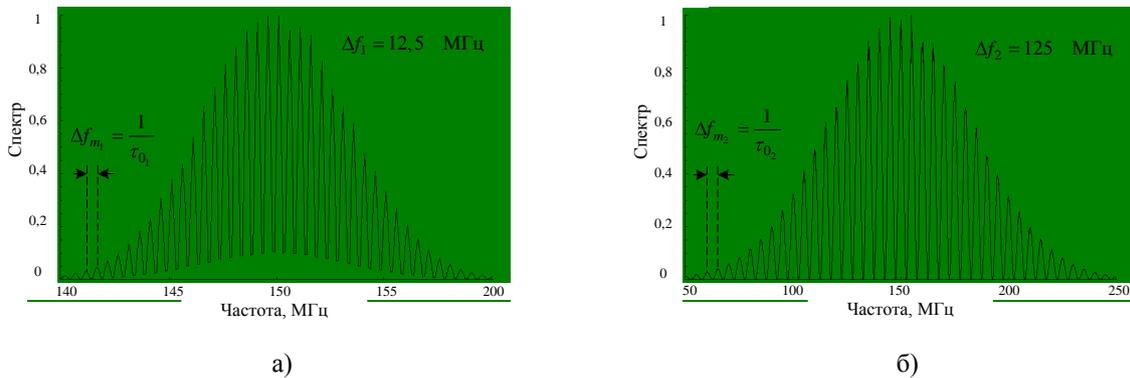


Рис. 3. Спектр мощности $S_\Sigma(f, L)$ суммы излученного шумового сигнала: а) – узкополосного; б) – широкополосного и его задержанной на время τ_0 копии

На рис. 4 приведена огибающая автокорреляционной функции $R_\Sigma(\tau, \tau_0)$ суммы излученного шумового сигнала и его задержанной копии, которая позволяет однозначно определить значение временной задержки τ_0 , соответствующей расстоянию до цели L . Вычисления производились для узкополосного (рис. 4, а) и широкополосного (рис. 4, б) сигналов, спектры которых приведены на рис. 2, а, б.

Согласно известной теореме Котельникова-Шеннона-Уиттакера о дискретном представлении сигналов полное описание любого сигнала через набор его дискретных значений может быть выполнено в случае осуществления выборки с частотой Найквиста $f_{\text{sampl}} = f_N \geq 2f_{\text{max}}$, в два раза превышающей максимальную частоту спектра мощности сигнала. Четвертая теорема Котельникова о дискретном представлении [6] говорит, что для

полного описания огибающей сигнала $s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp \{j2\pi f t\} df$, имеющего спектр мощности $S(f)$ с конечной шириной спектра в пределах полосы частот $B = (f_{\text{max}} - f_{\text{min}})$, достаточно производить выборку этого сигнала с частотой $f_{\text{sampl}} = f_K \geq 2B$, значительно превышающей полосу пропускания сигнала, безотносительно к ее центральной частоте. Далее мы покажем, что в случае регистрации радиолокационных характеристик (дальности до цели и изменение фазы отраженного сигнала - Доплеровского сдвига его частоты) может быть достигнуто дальнейшее уменьшение частоты выборки. Подчеркнем, что в данном случае мы не претендуем на реконструкцию принятого сигнала, что имеет место при выполнении условий упомянутых выше теорем Котельникова.

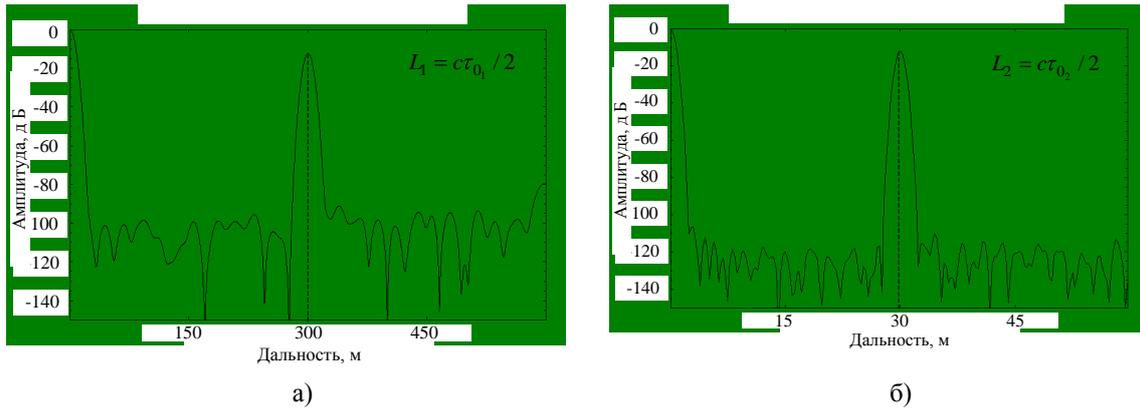


Рис. 4. Автокорреляционная функция $R_{\Sigma}(\tau, \tau_0)$ суммы излученного шумового сигнала: а) – узкополосного; б) – широкополосного и его копии, задержанной на время $\tau_0 = 2L_0/c$

2. Результаты компьютерного моделирования. Чтобы показать вышеупомянутые возможности, мы выполнили серию моделирований на ЭВМ и демонстрируем возможность уменьшения потока данных при выполнении радарных измерений в случае применения данного метода для узкополосных шумовых сигналов.

Моделирование временной реализации зондирующего сигнала производилось при помощи генератора случайных чисел, имеющих нормальную плотность распределения со средним значением $\mu \ll 0$. Для получения модели дискретного случайного процесса с заданным энергетическим спектром генерировались N случайных некоррелированных величин ζ_k , $n = 0, N-1$, определенных на интервале времени $[0, T]$. Путем наложения спектрального окна в диапазоне частот $f \in [f_{\min}, f_{\max}]$ из исходного спектра

$$Z_k = \sum_{n=0}^{N-1} \zeta_n \exp\{-j2\pi nk\}, \quad k = 0, N-1$$

формировалась требуемая форма спектра моделируемого сигнала с заданными значениями ее параметров. При помощи преобразования Гильберта окончательно формировалась модель случайного комплексного процесса s_k , $n = 0, N-1$ с требуемой формой энергетического спектра S_k , $k = 0, N-1$, подаваемого на вход сумматора (рис. 1). Дискретный аналог спектра мощности (1) имеет вид

$$S_k = (A_1^2 + A_2^2) S_{-k_0} \times \left[1 + 2 \frac{A_1 A_2}{A_1^2 + A_2^2} \cos\left(\frac{2\pi k}{c} 2L - \varphi\right) \right], \quad (6)$$

где $k = 0, N-1$.

Изменение частоты выборки f_{sampl} суммарного сигнала $s_{\Sigma}[L]$, являющегося преобразованием Фурье спектра мощности (6), производилось во временной области. Величина $d = \Delta t' / \Delta t$ характеризует отношение исходной и сформированной частоты выборки. Таким образом, в анализаторе спектра (рис. 1.) формировался новый сигнал

$$s'_{\Sigma}[L] = s_{\Sigma}[L-1] \cdot d, \quad j = 0, \frac{N-1}{d}. \quad (7)$$

Автокорреляционная функция $R'_{\Sigma}(\tau, \tau_0)$ суммарного сигнала согласно (4) имеет вид $R'_{\Sigma}(\tau', \tau_0) = 2R(\tau') + R(\tau' + \tau_0) + R(\tau' - \tau_0)$ (8) где $\tau' = \tau/d$.

На рис. 5 показана часть нормированного спектра мощности $S'_{\Sigma}(f)$ суммарного сигнала, приведенного на рис. 3, б. Сплошная линия изображает спектральную плотность, полученную для частоты выборки f_{sampl} выше частоты Найквиста f_N , в то время как различные типы точек соответствуют различным величинам частоты выборки относительно частоты f_N . Замечено, что уменьшение частоты выборки f_{sampl} с коэффициентами $d = 1; 2; 10$ дает практически те же самые результаты, как в случае использования частоты выборки Найквиста. Подобное заключение может быть сделано и относительно вычисления фазы φ между опорным и отраженным сигналами (рис. 6).

Известно [3], что фаза φ коэффициента отражения цели из выражения (1) в пределах интервала однозначности 2π определяет абсолютное значение частоты f_n для положения минимумов спектра мощности суммарного сигнала и равна

$$\varphi = \pi \left[2n + 1 - \frac{2f_n}{\Delta f_m} \right], \quad n = 0; \pm 1; \dots \quad (9)$$

Применяя преобразования Фурье к (4), получаем выражение

$$S_{\Sigma}(f, \tau_0) = 2S_{\Sigma}(f) \left[\cos \left[\pi f \tau_0 + \varphi \right] \right]. \quad (10)$$

Если рассматривать дальность до цели как переменную величину $L = L_0 + \Delta L$, где L_0 - начальное расстояние, а ΔL - его приращение, которому соответствует временная задержка $\Delta \tau$, то

$$\cos \left[\pi f \tau + \varphi \right] = \cos \left[2\pi f \tau_0 \left(1 + \frac{L}{L_0} \right) + \varphi \right]. \quad (11)$$

А спектр суммарного сигнала имеет следующий вид:

$$S_{\Sigma}(f, \tau) = 2S_{\Sigma}(f) \times \left[1 + \cos \left(2\pi f \tau_0 \left(1 + \frac{L}{L_0} \right) + \varphi \right) \right], \quad (12)$$

где $\tau = \tau_0 + \Delta \tau$ и $\Delta \tau \ll \tau$.

Изменение фазы φ и разности частот Δf_m суммарного сигнала, спектр мощности которого для случая $\tau_0 = 200$ нс приведен на рис. 3, б, при увеличении дальности до отражателя показано на рис. 7.

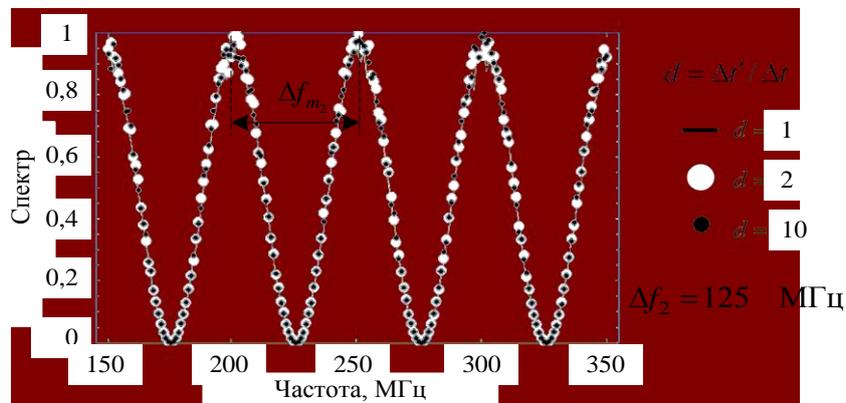


Рис. 5. Спектр мощности $S_{\Sigma}(f, L)$ суммарного широкополосного сигнала на выходе анализатора спектра при уменьшении частоты выборки f_{sample} , что характеризуется увеличением коэффициента $d = 1; 2; 10$

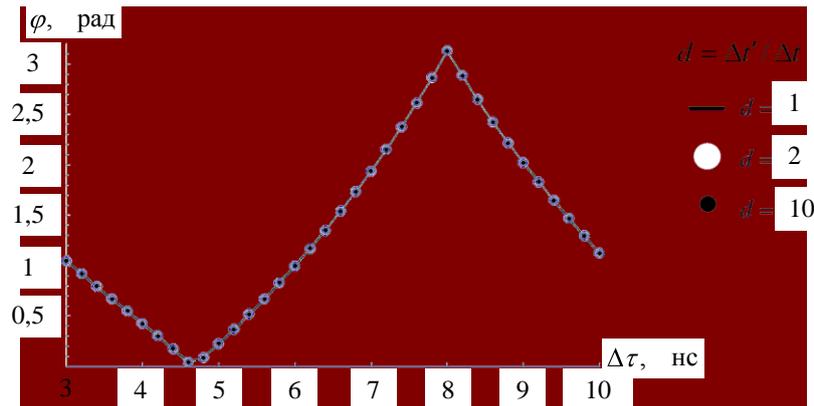


Рис. 6. Фаза φ “модулированного” спектра мощности $S_{\Sigma}(f, L)$ как функция времени задержки между опорным и отраженными сигналами, с уменьшением частоты выборки f_{sample} в соответствии с коэффициентом $d = 1; 2; 10$

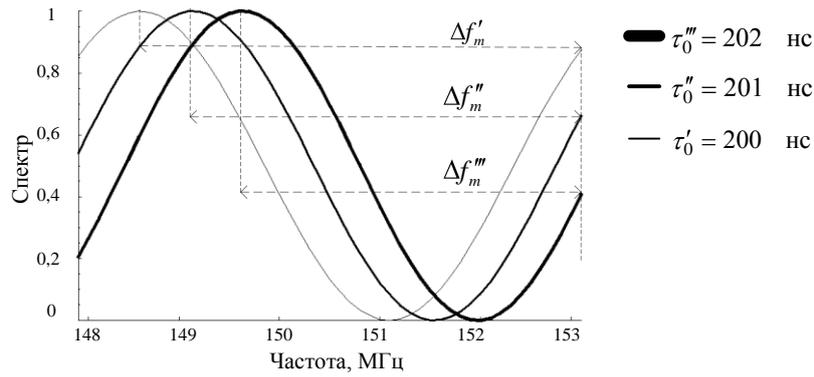


Рис. 7. Изменение фазы φ и разности частот Δf_m случайного сигнала при уменьшении времени запаздывания отраженного сигнала относительно излученного на время τ_0

Мы показали, что в случае шумового радиолокатора с когерентной спектральной обработкой, схема которого приведена на рис. 1, для получения информации относительно огибающей сигнала и его фазы можно осуществлять выборку с частотой намного ниже частоты Найквиста и даже меньше частоты, равной удвоенной полосе сигнала. Это делает возможным использование широкополосного АЦП с более низкой частотой выборки f_{sampl} , сохраняя достаточно малое время одиночной выборки сигнала. Последнее также уменьшает объем записываемых данных, что дает

существенное преимущество при обработке сигналов когерентных радаров в режиме реального времени. Это преимущество более заметно при использовании узкополосных случайных сигналов. Оценки огибающей взаимокорреляционной функции при уменьшении частоты выборки f_{sampl} в 1, 2, 4, 10 и 20 раз относительно частоты f_N , рассчитанные согласно (4) и (5), приведены для узкополосного (рис. 8) и широкополосного (рис. 9) шумовых сигналов с гауссовой формой огибающей спектров.

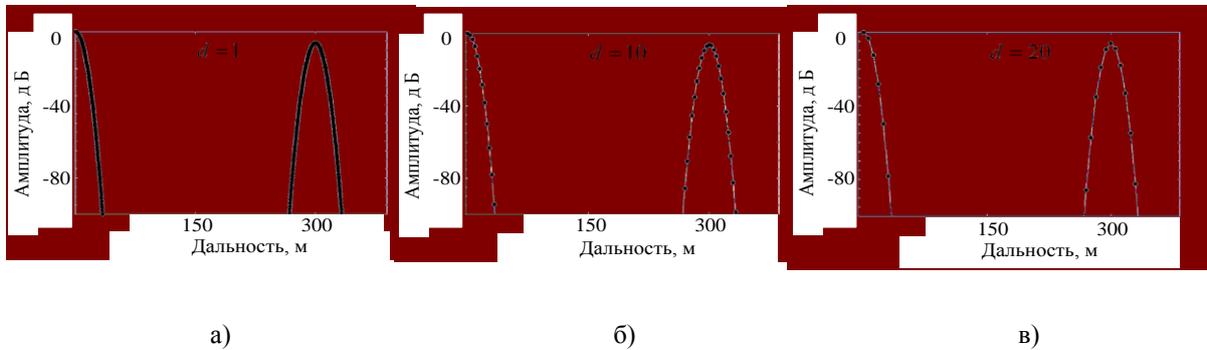


Рис. 8. Огибающие автокорреляционных функций $R'_\Sigma(\tau', \tau_0)$ узкополосного суммарного сигнала $f_{01} = 150$ МГц ; $\Delta f_1 = 12,5$ МГц; $f_N = 500$ МГц; $\Delta f_m = 0,5$ МГц, при уменьшении частоты выборки f_{sampl} в 1, 10 и 20 раз относительно частоты f_N

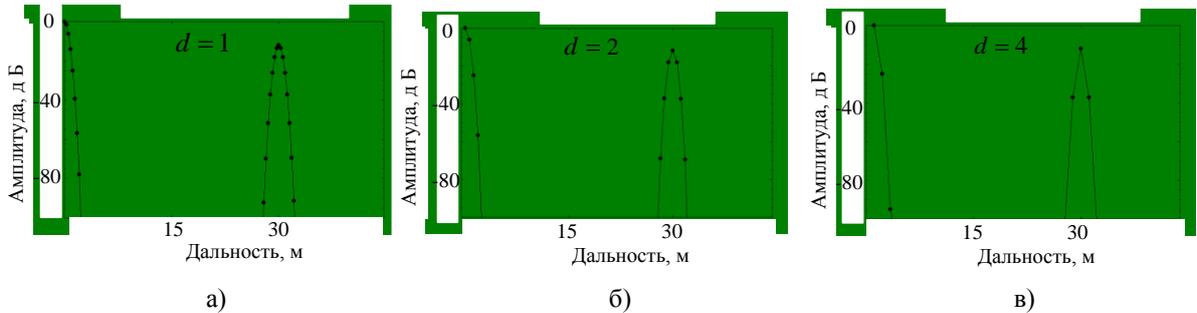


Рис. 9. Огибающие автокорреляционных функций $R'_\Sigma(\tau', \tau_0)$ широкополосного суммарного сигнала $f_{01} = 150$ МГц ; $\Delta f_1 = 125$ МГц; $f_N = 500$ МГц; $\Delta f_m = 5$ МГц, при уменьшении частоты выборки f_{sampl} в 1, 2 и 4 раза, относительно частоты f_N

Замечено, что уменьшение частоты измерений мгновенных значений не воздействует на положение максимума взаимокорреляционной функции $R'_\Sigma(\tau', \tau_0)$. Однако оценка точности положения максимума ухудшается с уменьшением частоты выборки мгновенных значений.

3. Оценка объема данных. В шумовом радиолокаторе объем данных, подлежащих обработке для получения оценки дальности до цели и ее скорости, можно рассчитать следующим образом:

$$D = Tf_{\text{sample}}, \quad (13)$$

где T – время накопления; f_{sample} – частота выборки мгновенных значений принятого сигнала.

Согласно теореме Котельникова-Шеннона о дискретном представлении сигнала с ограниченным спектром выборку сигнала следует производить с частотой Найквиста $f_{\text{sample}} = f_N \geq 2f_{\text{max}}$. При этом поток данных определяется выражением

$$D_N = Tf_N \geq 2Tf_{\text{max}}. \quad (14)$$

Согласно третьей теореме Котельникова [1] в случае выборки случайного сигнала с конечной шириной спектра $B = f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$, когда в качестве частоты выборки значений сигнала используется частота $f_K \geq 2B$. При этом объем данных, необходимых для полной реконструкции такого сигнала, определяется не верхней частотой спектра, а его шириной:

$$D_K = Tf_K \geq 2T(f_{\text{max}} - f_{\text{min}}). \quad (15)$$

Сравнивая (14) и (15), видно, что в последнем случае объем данных становится меньше во столько раз, во сколько ширина спектра меньше верхней частоты сигнала. Для узкополосного сигнала

$$D_K/D_N = B/f_{\text{max}} \ll 1. \quad (16)$$

При реализации выборки сигнала с частотой f_K следует учитывать тот факт, что время выборки отдельного значения сигнала должно намного превышать его характерное время изменения.

В нашей работе показано, что в том случае, когда выборка осуществляется после суммирования опорного и принимаемого сигналов, имеется возможность использования еще более низкой частоты выборки $f_L \geq 2\Delta f_m$, где Δf_m – частота «модуляции» в спектре суммарного сигнала (2). При этом полученные данные используются не для реконструкции суммарного сигнала, а лишь для определения его комплексной огибающей. Другими словами, частота выборки и объем данных могут быть еще уменьшены, если в отраженном сигнале нас интересуют лишь радио-

локационные характеристики. В этом случае объемом данных определяется следующим образом:

$$D_L = Tf_L \geq 2T\Delta f_m. \quad (17)$$

Из (14)-(16) следует:

$$D_N > D_K > D_L. \quad (18)$$

Использование частоты выборки f_L дает возможность значительно уменьшить объем данных по сравнению с предыдущими случаями. Так, например, для узкополосного сигнала, модулированный спектр которого приведен на рис. 3, а, возможно уменьшение потока данных до 500 раз, поскольку

$$f_{N_1} = 2f_{\text{max}_1} = 500 \text{ МГц};$$

$$f_{K_1} = 2B_1 = 2(160 - 140) = 40 \text{ МГц};$$

$$f_{L_1} = 2\Delta f_{m_1} = 1 \text{ МГц}$$

и

$$D_{N_1} : D_{K_1} : D_{L_1} \geq f_{N_1} : f_{K_1} : f_{L_1}.$$

Для широкополосного сигнала, показанного на рис. 3, б, – до 50 раз, так как

$$f_{N_2} = f_{N_1} = 500 \text{ МГц};$$

$$f_{K_2} = 2B_2 = 2(250 - 50) = 400 \text{ МГц}$$

и

$$f_{L_2} = 2\Delta f_{m_2} = 10 \text{ МГц}.$$

Таким образом, проведенная в работе оценка взаимокорреляционной функции зондирующего сигнала в шумовом радаре со спектральной обработкой делает возможным использование быстродействующих АЦП с пониженной тактовой частотой, что дает существенное преимущество в реализации цифровой обработки сигналов в реальном времени. Особенно перспективен этот подход для радаров с цифровой обработкой, для так называемых *Software Radar*, у которых отсутствует перенос спектра сигналов в диапазон промежуточных частот.

Выводы. Мы показали, что получение достоверной оценки огибающей и фазы взаимокорреляционной функции в шумовых радаров возможно при значительном уменьшении частоты выборки мгновенных значений сигнала, если выборку осуществлять для суммы опорного и отраженного сигналов. В этом случае возможно существенное снижение объема записываемых данных, что является весомым преимуществом при реализации радаров с цифровой обработкой сигналов, в так называемых *Software Radar*. Данный подход может быть обобщен на случай шумового радара с корреляционным приемом отраженных сигналов.

1. Лукин К. А. Шумовая радарная технология // Радиофизика и электроника. - Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. - 1999. - 4, № 3. - С. 105-111.

2. *Lukin K. A.* Noise Radar Technology: the Principles and Short Overview // *J. of Applied RadioElectronics*. - 2005. - 4, No. 1. - P. 4-13.
3. *Poirier J. L.* Quasi-Monochromatic Scattering and Some Possible Radar Applications // *Radio Science*. - 1968. - 3, No. 9. - P. 881-886.
4. *Кулик В. В., Лукин К. А., Ракитянский В. А.* Модификация метода двойной спектральной обработки шумовых сигналов // *Укр. метрологический журнал*. - 1997. - 4, - С. 28-32.
5. *Могила А. А., Лукин К. А., Кулик В. В.* Статистическая погрешность измерения расстояния методом спектральной интерферометрии // *Радиофизика и электроника*. - Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. - 2000. - 5, № 1. - С. 163-170.
6. *Котельников В. А.* О пропускной способности эфира и проволоки в электросвязи - Всесоюзный энергетический комитет // *Материалы к I Всесоюзному съезду по вопросам технической реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности*. - Москва. - 1933. - С. 1-19.

REDUCTION OF STORED DATA AMOUNT IN NOISE RADAR WITH SPECTRAL PROCESSING

K. A. Lukin, J. A. Shiyan

Preliminary results of investigation of possibility to reduce the stored data amount in Noise Radar with coherent spectral processing are presented. It is shown that obtaining reliable esti-

mation of envelope and phase of the cross-correlation function of the signal, that is sum of noise reference and radar return, is possible at considerable decreasing of sampling rate. This approach is noted to be more efficient for narrow-band noise signal.

Key words: Noise Radar with coherent spectral processing, spectral interferometry, sampling rate

ЗМЕНШЕННЯ ОБ'ЄМУ ЗАПИСУВАНИХ ДАНИХ У ШУМОВОМУ РАДАРІ ЗІ СПЕКТРАЛЬНОЮ ОБРОБКОЮ

К. О. Лукін, Ю. А. Шиян

Представлено попередні результати дослідження можливості зменшення об'єму записуваних даних у шумовому радарі з когерентною спектральною обробкою. Показано, що отримання достовірної оцінки обвідної і фази взаємнокореляційної функції сигналу, що є сумою опорного і відбитого шумових сигналів, можливо при значному зменшенні частоти вибірки. Відмічено, що даний підхід є більш ефективним для вузькосмугових шумових сигналів.

Ключові слова: шумовий радар з когерентною спектральною обробкою, спектральна інтерферометрія, частота вибірки.

Рукопись поступила 3 июня 2008 г.