

СПОСОБ РАЗРЕШЕНИЯ ПО ДАЛЬНОСТИ ДВУХ СОСЕДНИХ СЖАТЫХ ЧМ СИГНАЛОВ НА ВЫХОДЕ ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ

Иванников Анатолий Петрович

доктор технических наук, профессор; ведущий научный сотрудник ОАО «Федеральный научно-производственный центр «Нижегородский научно-исследовательский институт радиотехники».

Адрес: г. Н. Новгород, ул. Шапошникова, 5.

Иванников Дмитрий Анатольевич

кандидат технических наук, доцент; технический директор
ОАО «Специальное конструкторское бюро радиоизмерительной аппаратуры».

E-mail: ccs5000@mail.ru.

Адрес: г. Н. Новгород, пр. Гагарина, 174.

Аннотация: Известно, что уменьшение боковых лепестков автокорреляционных функций (АКФ) сигналов с ЛЧМ обеспечивают с помощью весовой обработки на базе функций Хемминга, Наталла, Чебышева, Тейлора и других, а также синтеза сигналов с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ). Это, естественно, приводит к расширению главных лепестков АКФ ЛЧМ и НЧМ сигналов и перекрытию соседних сигналов во времени. В связи со значительным увеличением амплитудного динамического диапазона приемного тракта и потенциала современных РЛС происходит подавление слабых сигналов сильными, что ухудшает разрешающую способность РЛК по дальности. Поэтому устранение этого недостатка является актуальным. В работе проводится анализ известных способов уменьшения боковых лепестков АКФ импульсных сигналов с частотной модуляцией (ЧМ), на основании которых предлагается алгоритм разрешения по дальности двух соседних сжатых сигналов после весовой обработки. Оценка эффективности рассматриваемого способа проводится с помощью математического моделирования в среде MathCAD.

Ключевые слова: сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), сигналы с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ), АКФ импульсных сигналов с ЛЧМ и НЧМ, разрешающая способность РЛК по дальности, функция неопределенности.

В настоящее время импульсные сигналы с частотной модуляцией (ЧМ) широко используются в РЛС, так как имеется возможность формировать и обрабатывать их быстродействующими цифровыми системами с использованием программных средств в реальном масштабе времени.

Одними из наиболее важных критериев их эффективности являются разрешающая способность по дальности и скорости. В общем случае для одновременного разрешения по каждому из этих параметров используется функция «разрешения» (неопределенности), предложенная Вудвордом Ф.М.[11]. Кроме того, большой интерес представляет эффективность системы «передающий модуль фазированной решетки (ФАР) + согласованный фильтр (СФ)» в зависимости от вида излучаемого сигнала, режима работы передающего модуля и характеристик СФ.

На первом этапе проведем исследование АКФ и спектральных плотностей ЛЧМ и НЧМ сигнала после весовой обработки.

Автокорреляционная функция комплексной огибающей ЛЧМ сигнала с прямоугольным импульсом и нечетной симметрией закона модуляции частоты $\omega(t)$ относительно несущей частоты ω_0 на выходе СФ в дискретном виде имеет вид [10]:

$$R_{\text{лчм}}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \cos[\tau \omega_{\text{л}}(n\Delta t)], \quad (1)$$

где $\omega_{\text{л}}(n\Delta t) = \frac{\Delta\omega}{\tau_{\text{и}}} n\Delta t$; $\tau_{\text{и}}$ – длительность импульса; $\Delta\omega$ – девиация частоты; $\Delta t = \frac{\tau_{\text{и}}}{N}$ – длительность выборки по времени.

Соотношение (1) является четной функцией типа $\sin(x)/x$, которая приведена на рис.1.

Особенностью АКФ излучаемых ЛЧМ сигналов является то, что после приема и об-

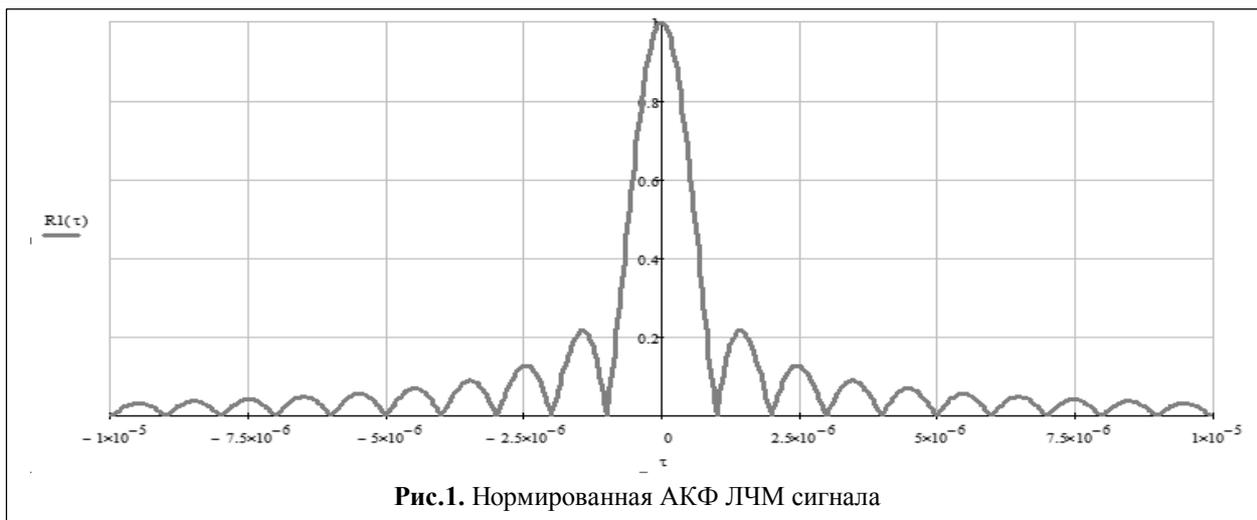


Рис.1. Нормированная АКФ ЛЧМ сигнала

работки их в согласованном фильтре амплитуда первого бокового лепестка АКФ ниже уровня главного на 13,2 дБ (0,217), а последующие боковые лепестки уменьшаются от лепестка к лепестку в соотношении 0,128; 0,091; 0,071; 0,058; 0,049; 0,042; 0,037; 0,032; 0,028; 0,025 и т.д. Распределение мощности по времени между главным и боковыми лепестками составляет 1:1. То же имеет место у сигналов с ФКМ.

Известно, что уменьшение уровня боковых лепестков ЛЧМ сигналов осуществляется за счет применения весовой обработки. В качестве примера выбирается функция весовой обработки $w(n\Delta t)$ в дискретном виде:

$$w(n\Delta t) = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi n\Delta t}{\tau_H}\right)^m & \text{при } n\Delta t \leq \frac{\tau_H}{2} \\ 0 & \text{при } n\Delta t \geq \frac{\tau_H}{2} \end{cases} \text{ при } m \geq 1, \quad (2)$$

тогда автокорреляционная функция комплексной огибающей ЛЧМ сигнала (1) с учетом весовой обработки (ВО) определяется так:

$$R_{\text{лчм+во}}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w(n\Delta t) \cos[\tau \omega_L(n\Delta t)], \quad (3)$$

В качестве исходных данных для расчета АКФ и спектральной плотности ЛЧМ и НЧМ сигналов выбраны следующие параметры: $\Delta\omega = 2\pi \cdot 10^6$ Гц – девиация частоты; $\tau_H = 200$ мкс; $\Delta\tau_1 = 1$ мкс – длительность сигнала на выходе СФ; $\Delta t = 10^{-1}$ мкс.

Нормированную спектральную плотность ЛЧМ сигнала в дискретном виде, используя соотношения (1) и (3), можно представить в виде:

$$S_{\text{лчм}}(f) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{\tau_H} \cos[\tau f_{\text{лчм}}(n\Delta t)] \cos(fn\Delta t) dt. \quad (4)$$

Известно [4], что $\cos(x)\cos(y) = \frac{1}{2} [\cos(x-y) + \cos(x+y)]$, тогда при $\omega > 0$ соотношение для нормированной спектральной плотности импульсного ЛЧМ сигнала имеет вид:

$$S_{\text{лчм}}(f) = \eta_L \sum_{n=0}^{N-1} \text{sinc}\left\{\frac{\tau_H}{2} [f - f_{\text{лчм}}(n\Delta t)]\right\}, \quad (5)$$

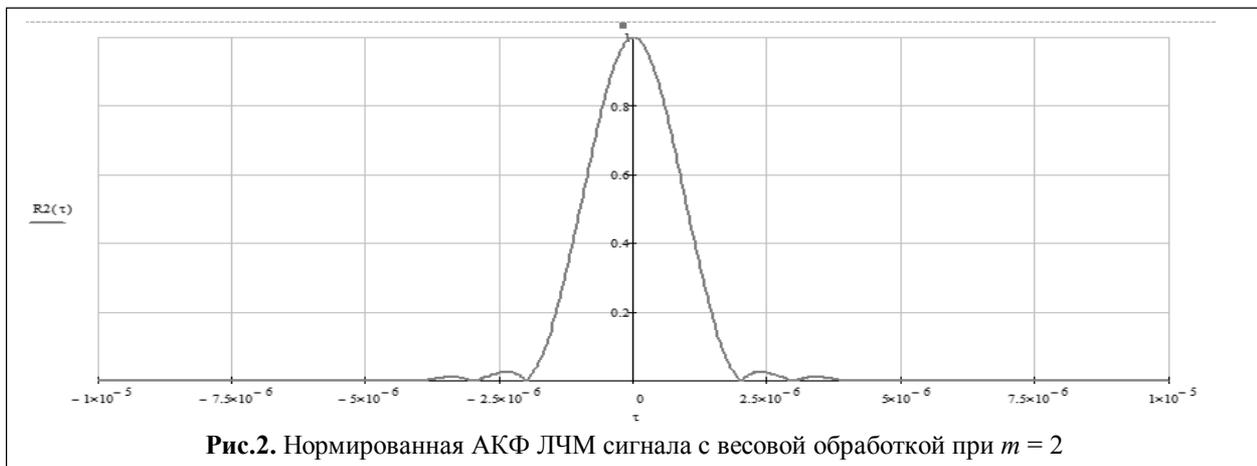


Рис.2. Нормированная АКФ ЛЧМ сигнала с весовой обработкой при $m = 2$

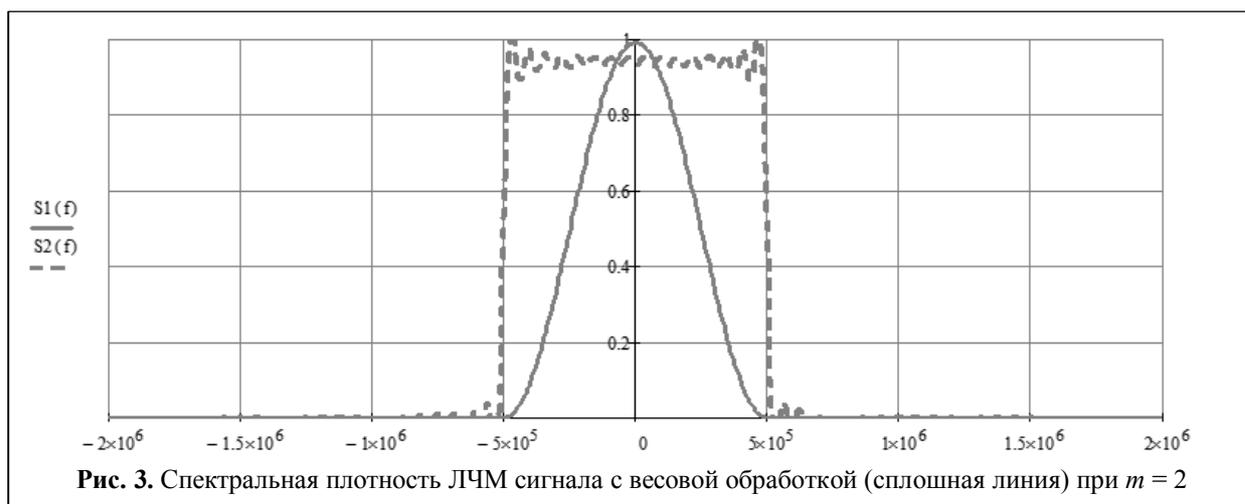


Рис. 3. Спектральная плотность ЛЧМ сигнала с весовой обработкой (сплошная линия) при $m = 2$

где $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$; $\eta_{\text{л}}$ – нормирующий коэффициент.

Нормированную спектральную плотность ЛЧМ сигнала после весовой обработки, используя соотношение (3) и (5), можно представить в виде:

$$S_{\text{лчм+во}}(f) = \eta_{\text{л}} \sum_{n=0}^{N-1} w(n\Delta t) \text{sinc} \left\{ \frac{\tau_{\text{н}}}{2} [f - f_{\text{чм}}(n\Delta t)] \right\} \quad (6)$$

На базе соотношений (1), (3), (5) и (6) созданы математические модели в среде MathCAD, с учетом приведенных исходных данных проведена оценка влияния весовой обработки на АКФ и спектральную плотность $S_{\text{лчм+во}}(f)$ ЛЧМ сигнала. В качестве примера на рис. 2 и 3 показаны соответственно АКФ $R_{\text{лчм+во}}(\tau)$ и спектральная плотность $S_{\text{лчм+во}}(f)$ ЛЧМ сигнала после весовой обработки при $m = 2$.

Как и следовало ожидать, при уменьшении

боковых лепестков АКФ сигналов ЛЧМ за счет весовой обработки на 20 дБ увеличилась длительность главного лепестка почти в 2 раза, а форма спектральной плотности значительно отличается от прямоугольной, причем тем больше, чем больше подавление боковых лепестков.

Аналогично рассмотрим особенности характеристик НЧМ сигналов, синтезированных во временной области [10]:

$$\omega_{\text{нчм}}(t) = \alpha \omega_{\text{л}}(t) + (1 - \alpha) \omega_{\text{н}}(t) \quad \text{при } |t| \leq \frac{\tau_{\text{н}}}{2}, \quad (7)$$

где α – весовой коэффициент, причем $0 \leq \alpha \leq 1$; $\omega_{\text{л}}(t)$ – линейная часть закона изменения частоты; $\omega_{\text{н}}(t)$ – нелинейная часть закона изменения частоты.

Выражения автокорреляционных функций, а также спектральной плотности $S_{\text{нчм}}(f)$ НЧМ

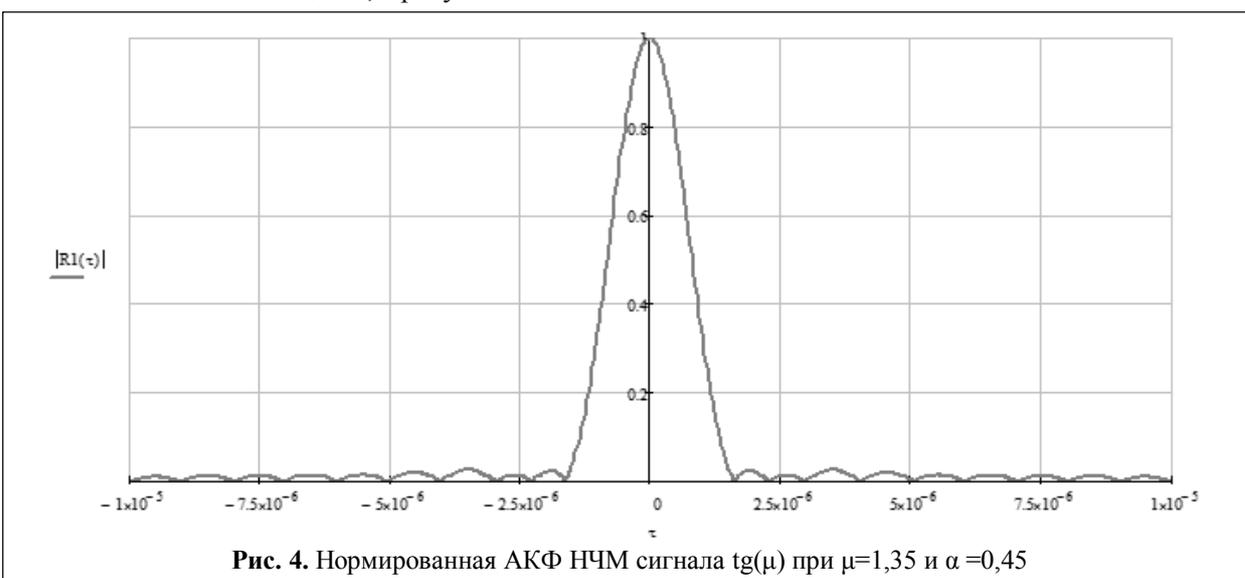


Рис. 4. Нормированная АКФ НЧМ сигнала $\text{tg}(\mu)$ при $\mu=1,35$ и $\alpha=0,45$

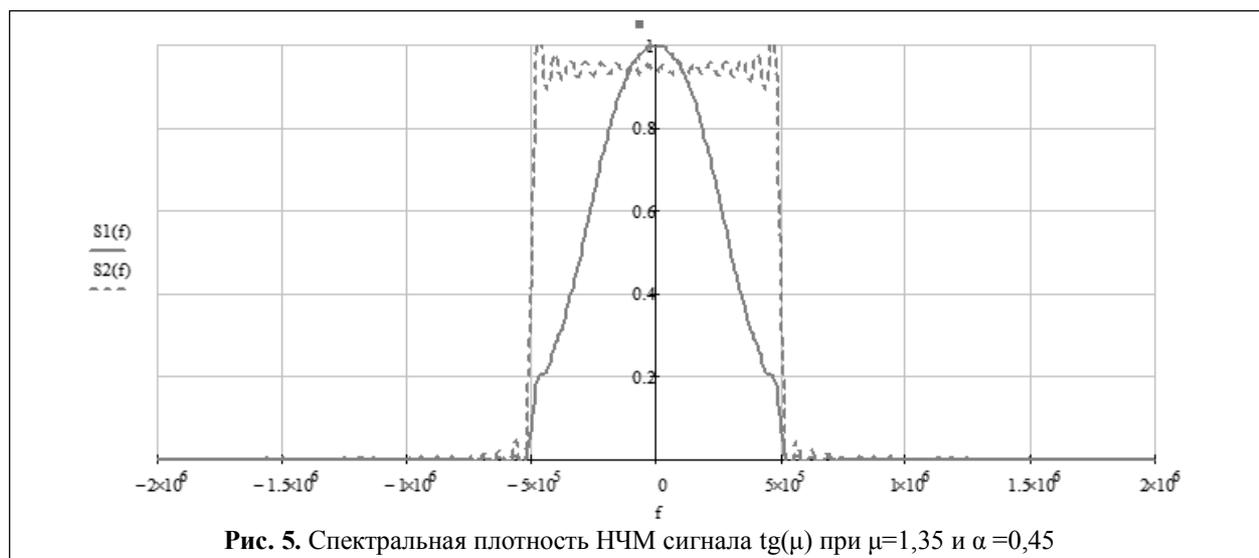


Рис. 5. Спектральная плотность НЧМ сигнала $tg(\mu)$ при $\mu=1,35$ и $\alpha=0,45$

сигнала можно представить аналогично выражениям (1), (5) и (6) в виде [10]:

$$R_{\text{НЧМ}}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \cos[\tau \omega_{\text{НЛ}}(n\Delta t)], \quad (8)$$

$$R_{\text{НЧМ+во}}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w(n\Delta t) \cos[\tau \omega_{\text{НЛ}}(n\Delta t)], \quad (9)$$

$$S_{\text{Н}}(f) = \eta_{\text{Н}} \sum_{n=0}^{N-1} w(n\Delta t) \text{sinc}\left\{\frac{\tau_{\text{Н}}}{2}[f - f_{\text{НЛ}}(n\Delta t)]\right\}. \quad (10)$$

На базе соотношений (8), (9) и (10) разработаны математические модели в среде MathCAD, с учетом приведенных исходных данных проведена оценка влияния весовой обработки на АКФ и спектральную плотность $S_{\text{НЧМ}}(f)$ НЧМ сигнала.

В качестве примера на рис. 4 и 5 приведены соответственно АКФ $R_{\text{НЧМ}}(\tau)$ и спектральные плотности $S_{\text{НЧМ}}(f)$ комплексных огибающих НЧМ сигнала, сформированного на базе нелинейной функции типа (μ).

Из приведенных графиков следует, что при уменьшении уровня боковых лепестков АКФ сигналов с ЧМ главный лепесток расширяется во времени и происходит искажение формы огибающей спектральной плотности от прямоугольной. Очевидно, что применение ЛЧМ и НЧМ сигналов после весовой обработки в качестве зондирующих сигналов может привести к снижению КПД передающего модуля ФАР (работающего в большинстве случаев в ключевом режиме) и дополнительным потерям в СФ ввиду отличия формы огибающей отраженного ЧМ сигнала от прямоугольной.

На втором этапе рассмотрим возможность повышения разрешающей способности ЧМ сигналов по дальности с учетом выше приведенных результатов. При этом предполагается:

- огибающие АКФ сигналов с ЧМ на выходе фильтров с весовой обработкой, определяемые соотношениями (6) и (10), полностью известны, что позволяет создать эталонные АКФ ЧМ сигналов;
- два сжатых соседних ЧМ сигналов, сдвинутых относительно друг от друга на время, равное их длительности $\tau_1 = 1/\Delta f$, ортогональны во времени.

Рассмотрим предложенный способ на примере ЛЧМ сигналов. Для различия двух сигналов $u_1(t)$ и $u_2(t-\tau)$ предлагается использование дискретных трансверсальных фильтров с импульсными характеристиками $h_1(k)$ и $h_k(k)$, которые согласованы с огибающими эталонной АКФ ЛЧМ сигналов

$$h_1(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^k w(k\Delta t) \cos[\tau \omega_{\text{Л}}(k\Delta t)], \quad (11)$$

$$h_2(k-n) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^k w[(k-n)\Delta t] \cos[\tau \omega_{\text{Л}}[(k-n)\Delta t]]. \quad (12)$$

Оптимальная схема различения двух сигналов с использованием СФ приведена на рис.6.

Обобщенное уравнение для дискретной фильтрации с конечной импульсной характеристикой (КИХ) можно представить в виде:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k), \quad (13)$$

где $x(n)$ и $y(n)$ – соответственно сигналы на входе и выход и выходе фильтра, $h(k)$ – импульс-

сная характеристика дискретного фильтра, k -коэффициенты фильтра, $n=0,1,2,3,4, \dots$

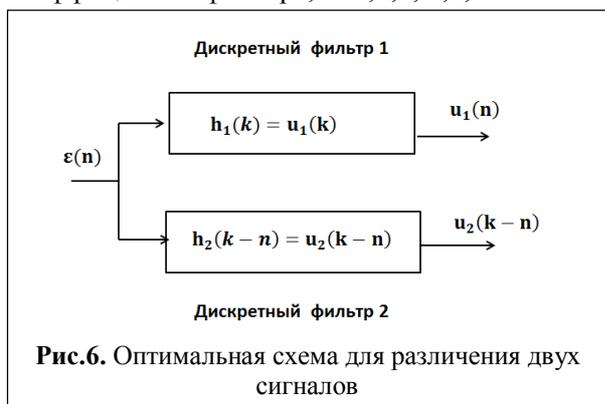


Рис.6. Оптимальная схема для различения двух сигналов

Для двух данных последовательностей $x(n)$ и $y(n)$ длины N оценка их взаимной корреляции равна

$$R_{xy}(n) = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-n-1} x(k)y(k+n) & \text{при } n = 0, 1, 2, 3, 4, 5 \\ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N+n-1} x(k-n)y(k) & \text{при } n = 0, -1, -2 \end{cases} \quad (14)$$

$$R_{xy}(0) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)^2 \quad \text{при } n = 0, 1, 2 \dots \quad (15)$$

На рис.7 показана блок-схема дискретного трансверсального фильтра, реализующего рассматриваемый метод.

Практическая реализация рассматриваемого метода заключается в обеспечении свертки АКФ сигнала, отраженного от цели, с импульсной характеристикой дискретного трансверсального фильтра во временных координатах $h_\phi(n)$, весовые коэффициенты и длительность которого определяются параметрами эталонной АКФ:

$$u_1(n) = \eta_s \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^k \tau_n(\tau) \tau_{k-n}(\tau), \quad (16)$$

$$u_2(n - i\tau_1) = \eta_{s-i} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=0}^k \tau_n(\tau - i\tau_1) \tau_{k-n}(\tau - i\tau_1), \quad (17)$$

где $\tau_n(\tau) = w(n\Delta t) \cos[\tau \omega_n n\Delta t]$;

$$\tau_{k-n}(\tau) = w[(k-n)\Delta t] \cos[\tau \omega_n (k-n)\Delta t];$$

$$\tau_n(\tau - i\tau_1) = w(n\Delta t) \cos[(\tau - i\tau_1) \omega_n n\Delta t];$$

$$\tau_{k-n}(\tau - i\tau_1) = w[(k-n)\Delta t] \cos[(\tau - i\tau_1) \omega_n (k-n)\Delta t];$$

η_s – нормирующий коэффициент.

Итак, практическая реализация предложенного метода возможна с помощью трансверсальных дискретных фильтров с параметрами:

- весовые коэффициенты соответствуют значениям огибающих АКФ ЛЧМ сигналов, отраженных от целей, с учетом весовой обработки;

- количество дискретных отсчетов по дальности N в оперативной памяти выбирается в пределах длительности излучаемого импульса;

- обеспечиваются свертки АКФ сигналов, отраженных от цели, с импульсной характеристикой дискретного трансверсального фильтра во временных координатах $h_\phi(n)$;

- ортогональные во времени ЛЧМ сигналы с центральных выходов дискретных фильтров поступают на входы двух ортогональных каналов;

- информация на входе дискретного фильтра синхронизируется с разверткой по дальности РЛС.

Учитывая, что разрешаемые ЛЧМ сигналы имеют одинаковые эталонные АКФ, можно реализовать рассматриваемый метод с помощью скользящего окна, состоящего из трансверсального дискретного фильтра, информация с которого поступает на два ортогональных канала: четные на первый канал, а нечетные – на второй канал (рис.8).

Известно, что свертка во временных координатах, эквивалентная умножению в частотной области, обеспечивает увеличение от-

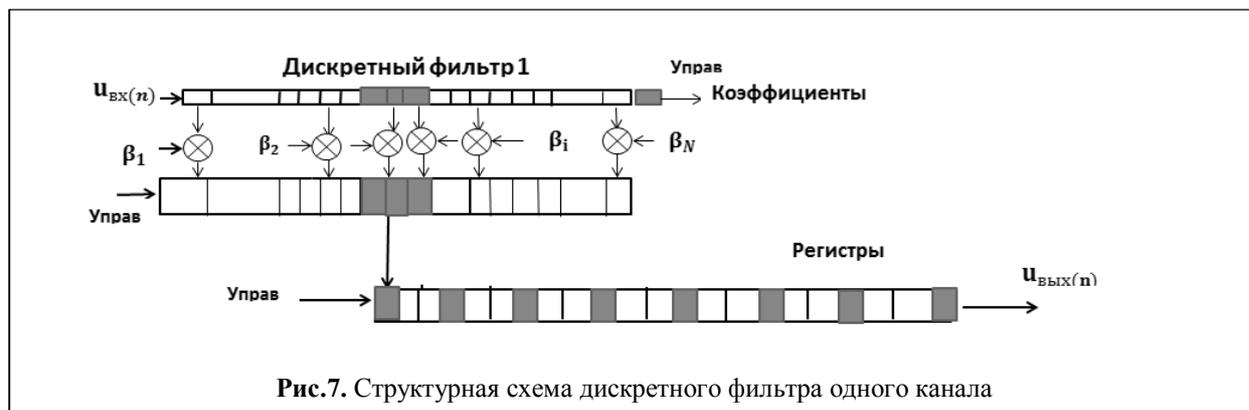
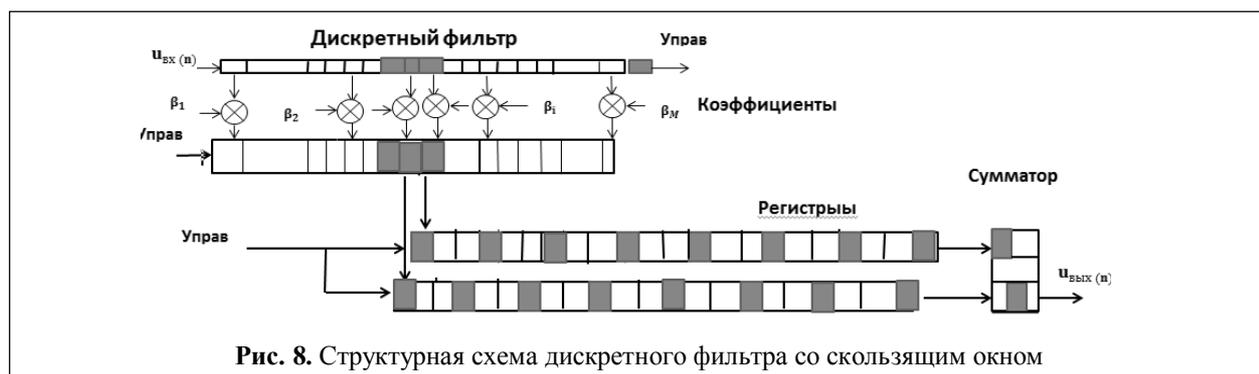


Рис.7. Структурная схема дискретного фильтра одного канала



ношения сигнал/шум. Алгоритм вычисления нормированной спектральной плотности ЛЧМ сигналов на выходе трансверсального дискретного фильтра, используя соотношение (5), (16) и (17), можно представить в виде:

$$S(f) = \eta_s \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} w(n\Delta t) w[k\Delta t] \operatorname{sinc} \left\{ \frac{\tau_n}{2} [f - f_{\text{ЧМ}}(n\Delta t)] \right\} \operatorname{sinc} \left\{ \frac{\tau_n}{2} [f - f_{\text{ЧМ}}(k\Delta t)] \right\}, \quad (18)$$

где η_s – нормирующий коэффициент.

На базе соотношений (16), (17) и (18) созданы математические модели в среде MathCAD, с помощью которых возможно провести анализ параметров ЧМ сигналов и оценку эффективности предлагаемого способа.

В качестве примера выбраны следующие исходные данные: $\Delta\omega = 2\pi \cdot 10^6$ Гц – девиация частоты; $\tau_n = 200$ мкс; $\Delta\tau_1 = 1$ мкс – длительность сигнала на выходе СФ; $\Delta t = 10^{-1}$ мкс; $\tau = 1$ и 2 мкс – относительное смещение двух сигналов во времени.

С учетом приведенных выше исходных данных на рис. 9 и рис.10 показаны АКФ комплексной огибающей ЛЧМ сигнала с ВО при $m=2$ и его спектральная плотность.

С учетом приведенных выше исходных данных на рис.11-20 показано разрешение двух ЛЧМ сигналов, сдвинутых относительно друг от друга на время, равное их длительности $\tau_1 = 1/\Delta f$ ($m=2$) и имеющих разные амплитуды.

На рис.11-15 приведены соответственно сигналы 1 и 2 на входе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=1$ мкс, их смесь на входе дискретного фильтра и сигналы 1 и 2 на выходе дискретного фильтра в каналах 1 и 2.

На рис. 16-20 приведены соответственно сигналы 1 и 2 на входе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=2$ мкс, их смесь на входе дискретного фильтра и сигналы 1 и 2 на выходе дискретного фильтра в каналах 1 и 2.

В качестве примера выбраны следующие исходные данные:

$\Delta\omega = 2\pi \cdot 10^6$ Гц – девиация частоты; $\tau_n = 200$ мкс; $\Delta\tau_1 = 1$ мкс – длительность сигнала на выходе СФ; $\Delta t = 10^{-1}$ мкс; $\tau = 1$ и 2 мкс – относительное смещение двух сигналов во времени.

С учетом приведенных выше исходных данных на рис.9 и рис.10 показаны АКФ комплексной огибающей ЛЧМ сигнала с ВО при $m=2$ и его спектральная плотность.

С учетом приведенных выше исходных данных на рис.11-20 показано разрешение двух ЛЧМ сигналов, сдвинутых относительно друг от друга на время, равное их длительности $\tau_1 = 1/\Delta f$ ($m=2$) и имеющих разные амплитуды.

На рис. 11-15 приведены соответственно сигналы 1 и 2 на входе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=1$ мкс, их смесь на входе дискретного фильтра и сигналы 1 и 2 на выходе дискретного фильтра в каналах 1 и 2.

На рис.16-20 приведены соответственно сигналы 1 и 2 на входе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=2$ мкс, их смесь на входе дискретного фильтра и сигналы 1 и 2 на выходе дискретного фильтра в каналах 1 и 2.

При наличии смеси сигнала и шума с гауссовым распределением вероятность полной ошибки обнаружения двух объектов определяется как

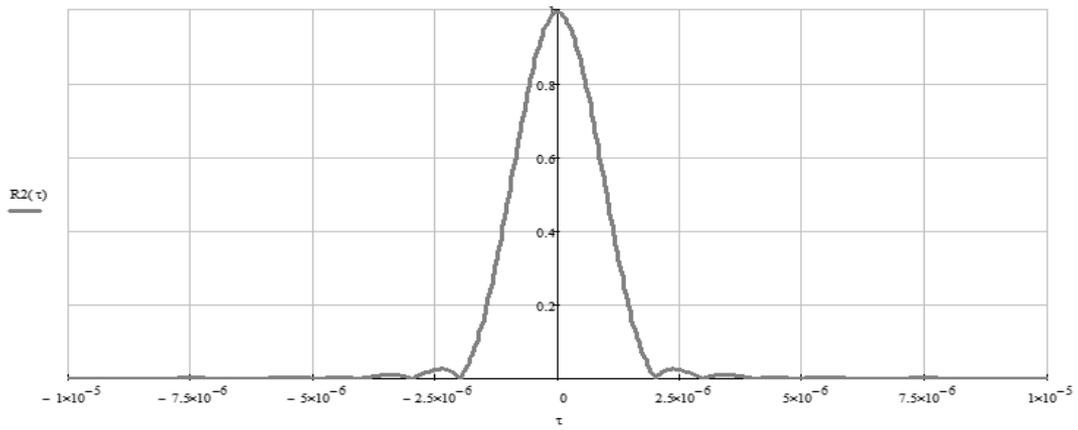


Рис.9. АКФ комплексной огибающей ЛЧМ с ВО при $m=2$

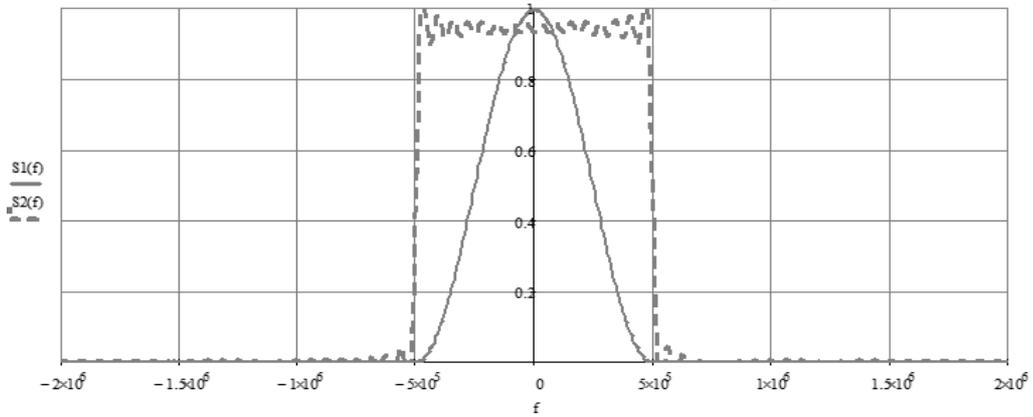


Рис.10. Спектральная плотность ЛЧМ сигнала с ВО при $m=2$

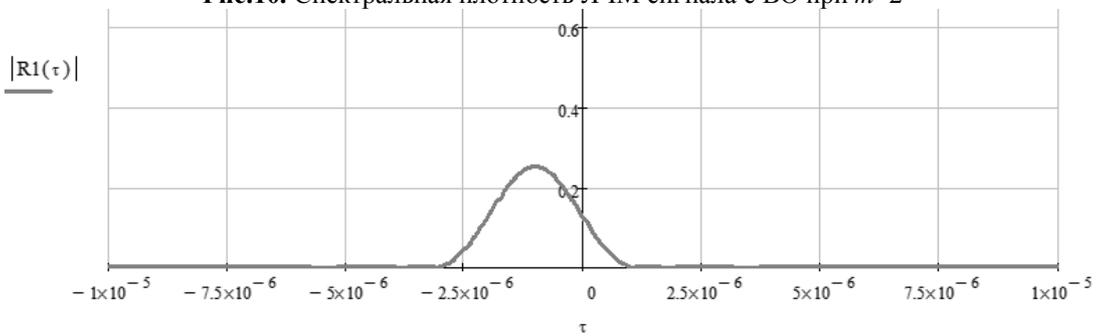


Рис.11. Сигнал 1 на входе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=1$ мкс

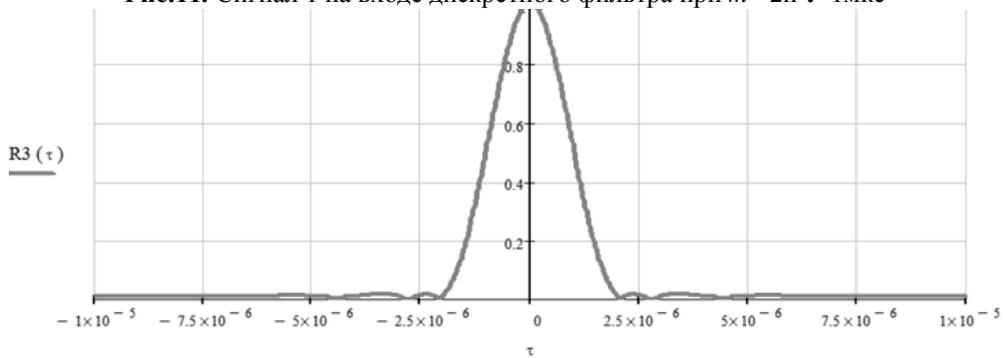


Рис.12. Сигнал 2 на входе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=0$

$$W_{\text{ош}} = W(u_{c1})W_{\text{лт}}(u_{c1}) + W(u_{c2})W_{\text{лт}}(u_{c2}), \quad (19) \quad \text{где } W(u_{c1}), W(u_{c2}) \text{ – вероятность правильного обнаружения 1 и 2 объектов, } W_{\text{лт}}(u_{c1}),$$

$W_{лт}(u_{с1})$ – вероятность ложного обнаружения 1 и 2 объектов.

Для априорно равновероятных сигналов вероятность полной ошибки обнаружения двух объектов при наличии шума равна [12]:

$$W_{ош} = 1 - \Phi(\sqrt{(E/N_0)(1 - r_{12})}), \quad (20)$$

где E/N_0 – отношение сигнал/шум, r_{12} – коэффициент взаимной корреляции между сигналами, $\Phi(x)$ – интеграл вероятности.

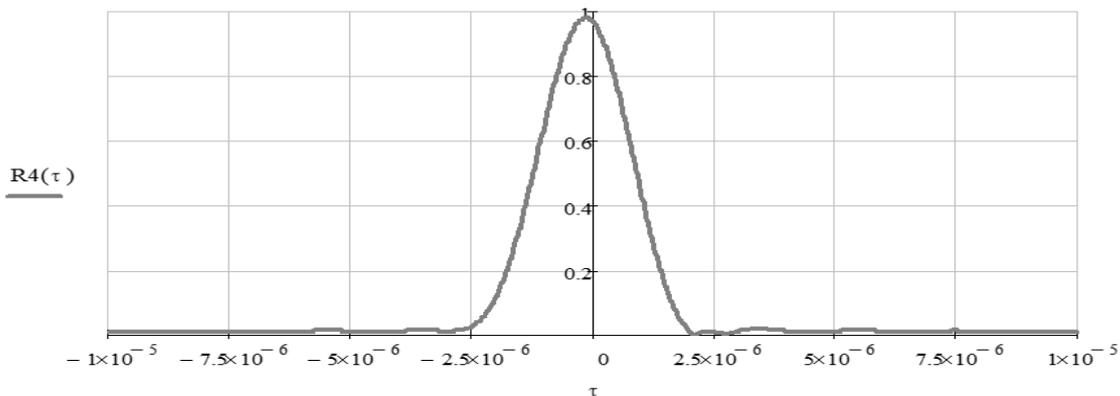


Рис.13. Смесь сигналов 1 и 2 на входе дискретного фильтра

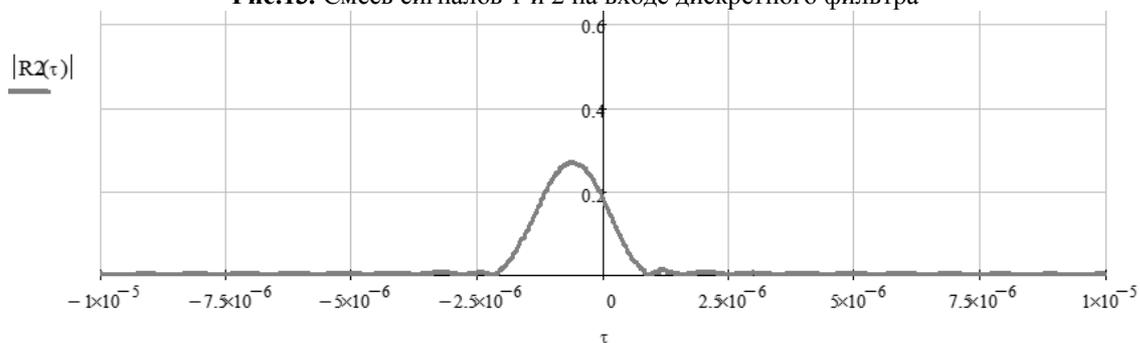


Рис.14. Сигнал 1 на выходе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=1$ мкс в канале 1

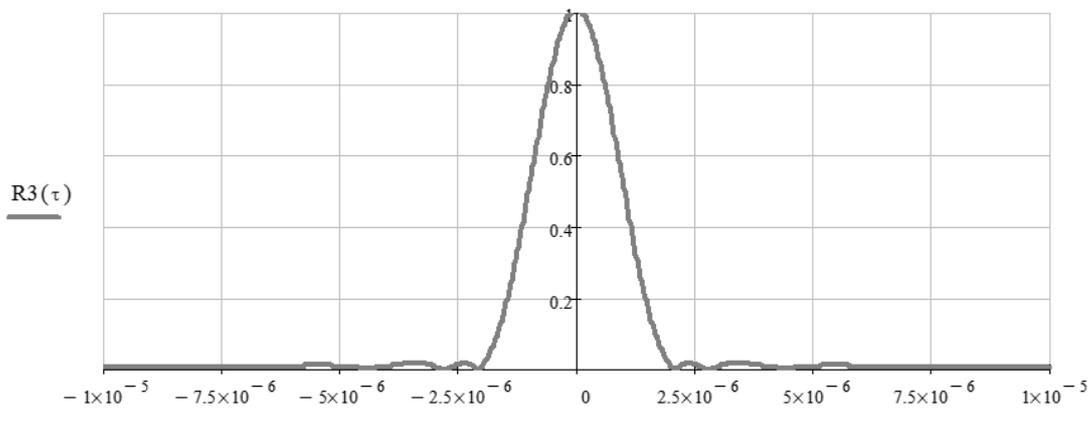


Рис.15. Сигнал 2 на выходе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=0$ в канале 2

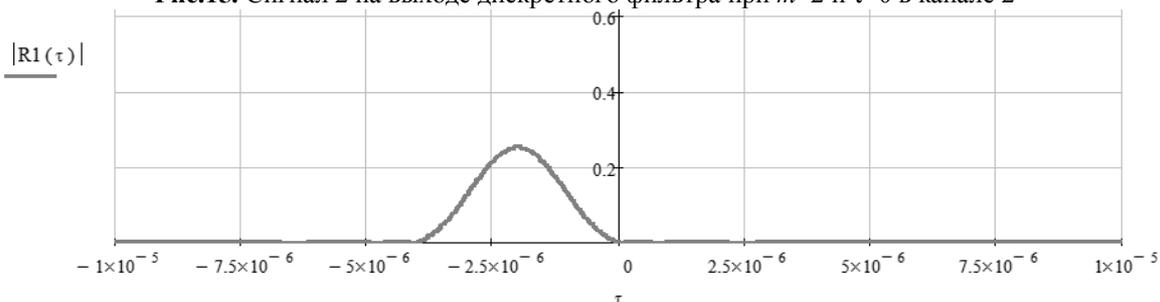


Рис.16. Сигнал 1 на входе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=2$ мкс

Например, при $2E/N_0=20$ и $2E/N_0=8$, $r_{12}=0$ вероятность $W_{\text{ош}}$ соответственно равна $3 \cdot 10^{-2}$ и 10^{-3} , что приемлемо на практике.

Выводы

1. При выборе уровня боковых лепестков АКФ излучаемых ЧМ сигналов необходимо учитывать влияние весовой обработки на КПД

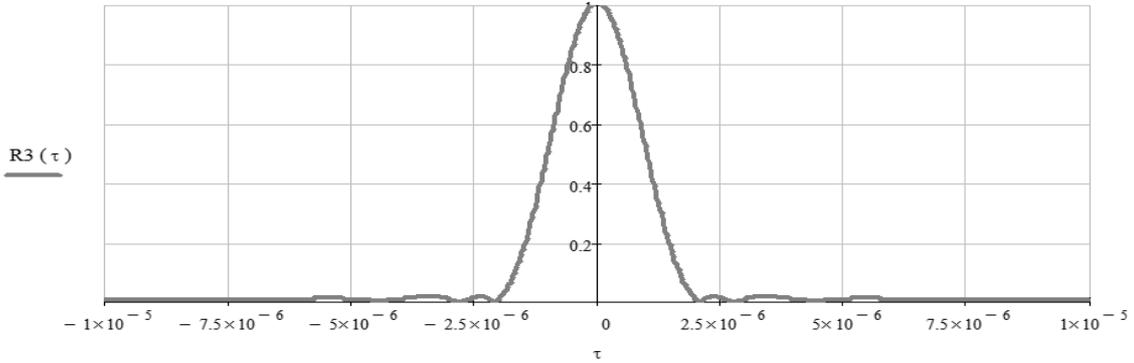


Рис.17. Сигнал 2 на входе дискретного фильтра при $m=2$

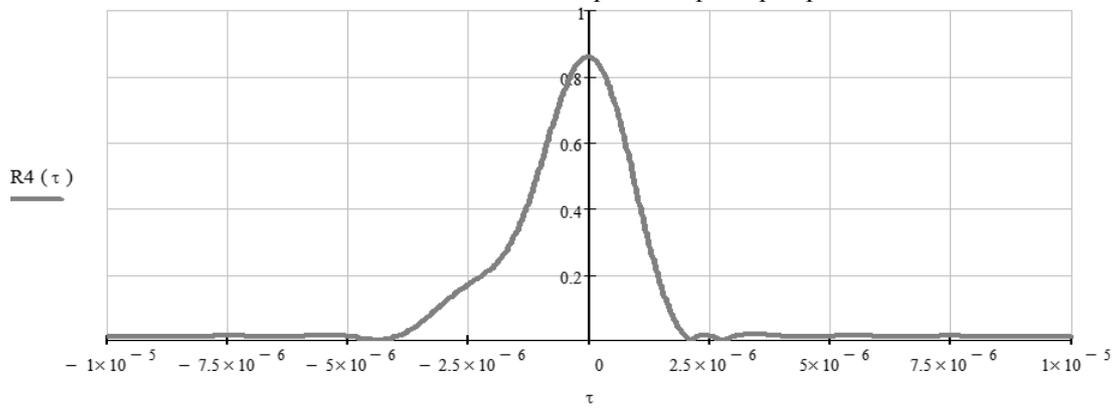


Рис.18. Смесь сигналов на входе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=2$ мкс

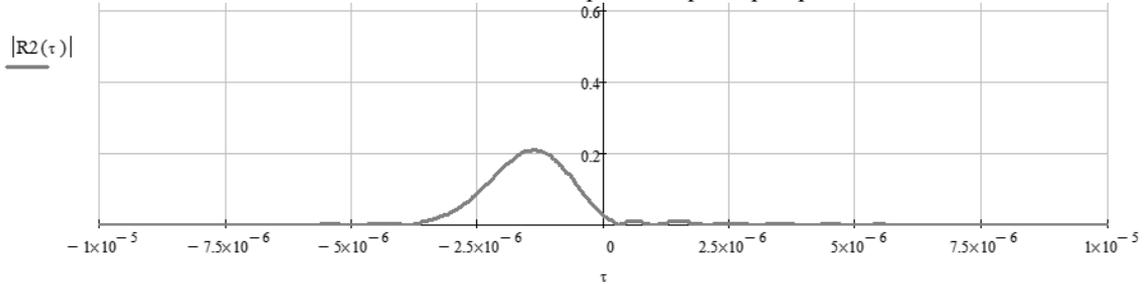


Рис.19. Сигнал 1 на входе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=2$ мкс в канале 1

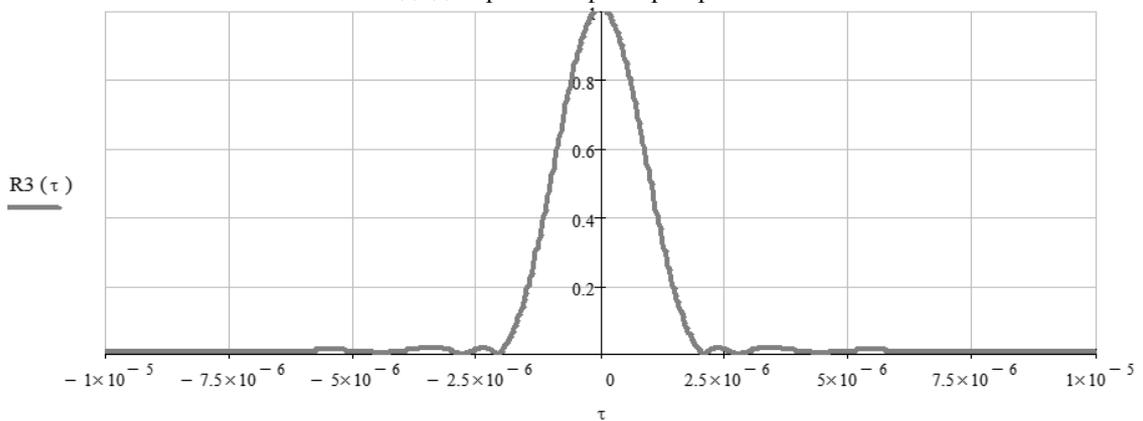


Рис.20. Сигнал 2 на входе дискретного фильтра при $m=2$ и $\tau=2$ мкс в канале 2

транзисторных усилительных модулей ФАР и потери в СФ.

2. Предложенный способ оптимизации разрешающей способности РЛС по дальности является эффективным, что подтверждено его макетированием.

Литература

1. Ширман Я.Д. Основы теории обнаружения радиолокационных сигналов и измерение их параметров.-М: Сов. Радио, 1963. - 416с.

2. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов.- М.Сов. Радио.1970.-372

3. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. - М. Сов. Радио.1974, 568с.

4. Современная радиолокация. Анализ, расчет и проектирование систем. Перевод с английского под редакцией Кобзарева Ю.Б, изд-во «Советское радио», 1969. 702с.

5. Френкс Л. Теория сигналов.- М: Сов. Радио, 1974.-344 с.

6. Слока В.К. Вопросы обработки радиолокационных сигналов.-М: Сов. Радио. 1970, -256 с.

7. Вакман В.Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности, Изд. Сов. Радио. 1965.-303с.

8. Оконечников В.С., Кочемасов В.Н. Сжатие частотно-модулированных сигналов с наибольшим произведением девиации частоты на длительность импульса, Зарубежная электроника, №1, 1987,с. 82-93.

9. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радио - техника. Справочное пособие.- М: Горячая линия-Телеком, 2005.-704с

10. Иванников А.П., Иванников Д.А. Метод синтеза импульсных сигналов с нелинейной частотной модуляцией // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2015, №2.с.11-17.

11. Вудворд Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с приложениями в радиолокации. Пер. с англ., под редакцией Г.С. Горелика. Изд. «Советское радио», 1955.-126с.

12. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. Учебное пособие для вузов.- 3-е изд.- М: Горячая линия.-Телеком, 2015.-608 с.

Поступила 05 июля 2016 г.

English

Range resolution method of two adjacent compressed FM signals in the weighting output

Anatoliy Petrovich Ivannikov – Doctor of Engineering, Professor, Leading Researcher Research and Development Center JSC Nizhny Novgorod Radio Engineering Research Institute.

Address: N. Novgorod, Shaposhnikov Str., 5.

Dmitry Anatolyevich Ivannikov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor Technical Director of JSC Special Design Office of Radio- Measuring Devices.

E-mail: ccs5000@mail.ru.

Address: N. Novgorod, Gagarin Ave., 174.

Abstract: It is known that reduction of side lobes of LFM signal autocorrelation functions (ACF) is provided by weighting based on functions of Hamming, Nuttall, Chebyshev, Taylor and others, and also nonlinear frequency modulation (NFM) signal synthesis. This certainly involves the main lobes expansion of LFM and NFM signal autocorrelation functions (AKF) and overlapping of the adjacent signals in time. Suppression of weak signals by strong ones occurs due to significant increase in amplitude dynamic range of receive path and due to today's radar capability that worsens range resolution capacity of radar facility. Therefore, elimination of this shortcoming is vital. The paper work gives analysis of known ways of reduction of side lobes of side lobes of FM signal autocorrelation functions (ACF). It is shown that application of weighting provides side lobes reduction of FM signal autocorrelation functions with simultaneous main lobe expansion in time. Besides, if using probing LFM and NFM signals after weighting it leads to a non-rectangular distortion of spectrum envelope that can cause decrease in efficiency factor of transmitting phased antenna array operating mainly in key mode. To avoid the specified shortcomings the range resolution algorithm of two adjacent compressed FM signals in the weighting output is proposed and the algorithm efficiency is confirmed by MathCAD mathematical modeling.

Key words: linear frequency modulated signals, nonlinear frequency modulated signals, AKF of LFM and NFM pulsed signals, radar facility range resolution, uncertainty function.

References

1. Shirman Ya.D. Fundamentals of radar signal detection and their parameters measurement. - M: Sov. Radio, 1963. – 416 p.

2. Varakin L.E. Aggregate signal theory. - M. Sov. Radio.1970.-372 p.

3. Cook Ch., Bernfeld M. Radar signals. - M. Sov. Radio.1974, 568 p.

4. Modern Radar. Analysis, Evaluation, and System Design. Translated from English. Edited by Kobzarev Yu.B., publishing house Sovetskoye radio, 1969. 702 p.
5. Franks L. Signal Theory. - M: Sov. Radio, 1974. – 344 p.
6. Sloka V. K. Aspects of radar signal processing -M: Sov. Radio. 1970, - 256 p.
7. Vakman V. E. Aggregate signals and uncertainty principle, Publ. Sov. Radio. 1965. – 303 p.
8. Okonechnikov V. S., Kochemasov V. N. Compression of frequency modulated signals with utmost frequency deviation for pulse width, Zarubezhnaya elektronika, No. 1, 1987, p. 82-93.
9. Denisenko A.N. Signals. Radio technology in theory. Reference book. - M: Goryachaya liniya -Telecom, 2005. – 704 p.
10. Ivannikov A.P., Ivannikov D. A. Synthesis method of pulse nonlinear frequency modulated signals \ Radio-tekhnicheskiye i telekommunikatsionnye sistemy, 2015, No. 2. p.11-17.
11. Woodward F.M. Probability and Information Theory, with Applications to Radar. Transl. from Engl., Ed. by G.S. Gorelik. Publ.h. Sovetskoye radio, 1955. – 126 p.
12. Tikhonov V. I., Harisov V. N. Statistical analysis and synthesis of radio engineering devices and systems. Manual for higher education institutions. - 3rd iss. - M: Goryachaya liniya. - Telecom, 2015. – 608 p.