



УДК 621.396.96

**ОСОБЕННОСТИ ОБРАБОТКИ ИМПУЛЬСНЫХ ЧАСТОТНО-  
МОДУЛИРОВАННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ  
ПРИ АМПЛИТУДНОМ ОГРАНИЧЕНИИ В ПРИЕМНОМ ТРАКТЕ  
ПЕРВИЧНЫХ РЛС**

**А. Л. Беседа, С. А. Мясников, В. А. Сеницын, Е. А. Сеницын**

*Балтийский государственный технический университет «Военмех» им. Д. Ф. Устинова  
АО «ВНИИРА», г. Санкт-Петербург*

Рассмотрены особенности обработки импульсных радиолокационных сигналов с частотной модуляцией в цифровом квазиоптимальном фильтре, рассчитанном методом обратных пульсаций, при их амплитудном ограничении в приемном тракте первичных РЛС обнаружения воздушных объектов.

В современных первичных радиолокационных станциях (РЛС) различного назначения широко используют твердотельные передатчики. Импульсная мощность твердотельных передатчиков, как правило, меньше мощности ламповых передатчиков. Поэтому с целью обеспечения требуемого потенциала и разрешающей способности в РЛС с твердотельными передатчиками обычно используют сложные зондирующие сигналы (ЗС), например, высокочастотные импульсы с линейной или нелинейной частотной модуляцией (НЧМ).

В первичных РЛС с НЧМ ЗС и фильтрами обработки (сжатия), рассчитанными методом обратных пульсаций (МОП), характеристики сжатого сигнала могут быть существенно улучшены [1–4].

При большом динамическом диапазоне входных радиолокационных сигналов и ограниченном динамическом диапазоне приемника первичной РЛС возможна ситуация, когда на вход фильтра, рассчитанного по методу обратных пульсаций (МОП-фильтра), попадет ограниченная смесь нескольких отраженных радиолокационных сигналов.

При обработке ограниченной смеси нескольких отраженных радиолокационных сигналов происходит появление на выходе МОП-фильтра дополнительных основных лепестков и повышенного уровня боковых лепестков.

В [5] показано, что при ограниченной суперпозиции двух импульсов с линейной частотной модуляцией на входе согласованного фильтра, количество основных лепестков на его выходе увеличится. По этой причине возможно появление множества ложных целей в ближней зоне, что приводит к росту числа ложных тревог и затрудняет правильное обнаружение полезных радиолокационных сигналов, отраженных от целей.

---

<sup>5</sup> – выездное заседание секции «Радиотехнические системы и устройства» IX ОНПК «Инновационные технологии и технические средства специального назначения» проведено 16 ноября 2016 г. во ВНИИРА.

Аналитические выражения, описывающие работу фильтра сжатия с идеальным ограничителем, могут быть получены для небольшого числа случаев, поэтому для оценки искажений при использовании МОП-фильтра и НЧМ сигнала было проведено цифровое имитационное моделирование процесса ограничения и сжатия (рис. 1–5). Для сравнения с классическим методом весовой обработки было проведено моделирование сжатия ЛЧМ-импульса классическим способом – в фильтре с весовой обработкой.

Одиночный комплексный сигнал на входе фильтра сжатия описывается выражением

$$\dot{s}(t) = g(t) \exp(j\theta(t)),$$

где  $g(t) = \begin{cases} U & \text{при } |t| \leq \frac{\tau}{2} \\ 0 & \text{при } |t| > \frac{\tau}{2}. \end{cases}$

Тогда смесь сигналов, один из которых задержан на величину  $\tau_0$  относительно другого можно представить в виде выражений

$$\dot{s}_\Sigma(t) = g_1(t) \exp(j\theta(t)) + g_1(t - \tau_0) \exp(j\theta(t - \tau_0)) \quad \text{или}$$

$$\dot{s}_\Sigma(t) = g_\Sigma(t) \exp(j\theta_\Sigma(t)).$$

Амплитудному ограничению суперпозиции сигналов будет соответствовать выражение

$$\dot{s}_{\Sigma ocp}(t) = \begin{cases} U_{ocp} \exp(j\theta_\Sigma(t)), & \text{при } g_\Sigma(t) \geq U_{ocp}, \\ g_\Sigma(t) \exp(j\theta_\Sigma(t)) & \text{при } g_\Sigma(t) < U_{ocp}, \end{cases}$$

где  $U_{ocp}$  – уровень ограничения.

Отметим, что огибающая суперпозиции сигналов имеет пульсации, обусловленные биениями. На участке перекрытия сигналов складываются колебания, имеющие разностную мгновенную частоту  $f_\delta = f(t) - f(t - \tau_0)$ . Для ЛЧМ-импульсов эта разность постоянна и равна  $f_\delta = \Delta F_{ЛЧМ} \tau_0 / \tau$ . При  $\Delta F_{ЛЧМ} = 1$  МГц,  $\tau = 50$  мкс,  $\tau_0 = 4$  мкс  $f_\delta = 80$  кГц. Частоте  $f_\delta = 80$  кГц соответствует период 12,5 мкс (рис. 1а).

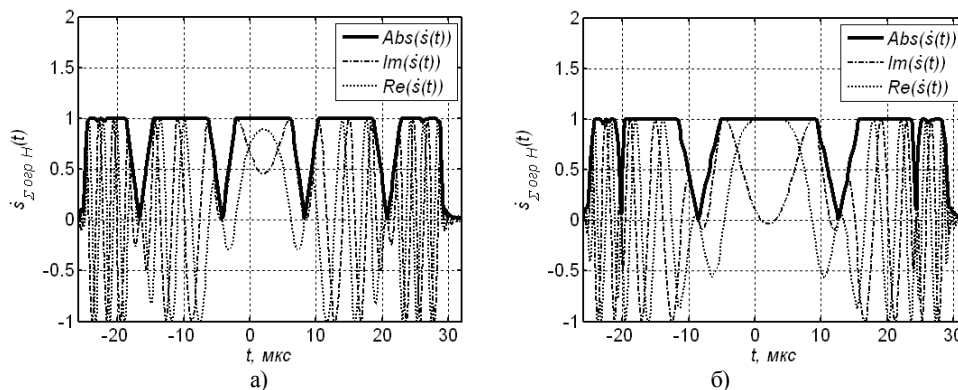


Рис. 1. Нормированная ограниченная суперпозиция равноамплитудных импульсов при  $\tau_0 = 4$  мкс а) с ЛЧМ; б) с НЧМ

Моделирование сжатия ограниченной суперпозиции двух сигналов было проведено для следующих случаев:

- 1 Сжатие равноамплитудных пар ЛЧМ и НЧМ сигналов:  $g_1(t) = g_2(t) = U_{ocp} = U$ .
- 2 Сжатие пар ЛЧМ и НЧМ сигналов, имеющих разные амплитуды:  $g_1(t) = U_1$ ,  $g_2(t) = 0,02U_1$ ,  $U_{ocp} = U_1$ .

Множитель 0,02 позволяет видеть слабый сигнал на фоне боковых лепестков сжатого сильного сигнала при его обработке в фильтре с взвешенной импульсной характеристикой.

В каждом из этих случаев использовались следующие варианты обработки:

1 Сжатие ЛЧМ-импульса с длительностью  $\tau = 50$  мкс и  $\Delta F_{ЛЧМ} = 1$  МГц в фильтре с весовой обработкой с применением весовой функции Хэмминга.

2 Сжатие импульса с НЧМ в фильтре, рассчитанном методом обратных пульсаций.

Функция НЧМ была задана выражением [6, 7]

$$f(t) = \frac{t}{\tau} \left( \Delta F_L + \Delta F_C \frac{1}{\sqrt{1 - 4(t^2 / \tau^2)}} \right), \quad -\frac{\tau}{2} < t < \frac{\tau}{2},$$

где  $\Delta F_L$  – девиация частоты линейного члена,  $\Delta F_C$  – девиация частоты нелинейного члена при  $t = 0$ ,  $\tau$  – длительность импульса.

Параметры импульса:  $\tau = 50$  мкс,  $\Delta F_L = 0,39$  МГц,  $\Delta F_C = 0,18$  МГц.

Комплексный коэффициент передачи фильтра при использовании метода обратных пульсаций находится из выражения

$$\dot{H}(f) = \frac{L(f)}{\dot{S}_{ex}(f)},$$

где  $L(f)$  – требуемый амплитудный спектр сжатого сигнала,  $\dot{S}_{ex}(f)$  – спектр НЧМ импульса.

Для того, чтобы такой фильтр реализовать на практике, его импульсную характеристику следует ограничить по времени. Обычно низкий уровень боковых лепестков (минус 50-70 дБ) достигается при длительности импульсной характеристики в 2÷3 раза превышающей длительность зондирующего сигнала.

При моделировании длина импульсной характеристики в 3 раза превышала длительность зондирующего сигнала. В качестве  $L(f)$  использовалась ВФ Дольфа-Чебышева и модифицированная функция Гаусса вида

$$w(f) = \exp \left( -0,5 \left( \alpha_{-60дБ} \sqrt{2 \ln(2)} \frac{f}{\Delta F/2} \right)^2 \right), \quad |f| \leq \frac{\Delta F_{ВФ}}{2},$$

где  $\Delta F_{ВФ}$  – ширина весовой функции,  $\alpha_{-60дБ}$  – параметр окна, численно равный отношению ширины окна к его ширине по уровню 0,5.

Параметры ВФ Гаусса:  $\alpha_{-60дБ} = 4$ ,  $\Delta F_{ВФ} = 2$  МГц.

Параметры фильтра и функции ЧМ были получены в результате оптимизации пары НЧМ импульс – фильтр по критерию минимума потерь на рассогласование.

Моменту  $t = 0$  на рис. 2–5 соответствует максимум главного лепестка незадержанного сигнала.

Сравнение рис. 2 – 5 позволяет сделать следующие основные выводы:

1 Независимо от способа обработки и применяемой частотной модуляции отклик фильтра содержит пики, равноотстоящие друг от друга на величину  $\tau_0$ . Особенно четко это выражается при малых  $\tau_0$ .

2 Пики располагаются симметрично относительно  $\tau_0 / 2$ .

3 В отклике МОП-фильтра содержится меньше паразитных максимумов, чем в отклике фильтра с ВО.

4 Уровень дальних боковых лепестков в МОП-фильтре существенно выше, чем при сжатии суперпозиции сигналов без ограничения.

5 В отклике МОП-фильтра в случае сильного ограничения уровень дальних боковых лепестков при малых  $\tau_0$  ниже, чем при больших.

6 При слабом ограничении суперпозиции сигналов МОП-фильтр и соответствующий ему НЧМ сигнал способны обеспечить лучшие условия обнаружения цели на фоне пассивной помехи.

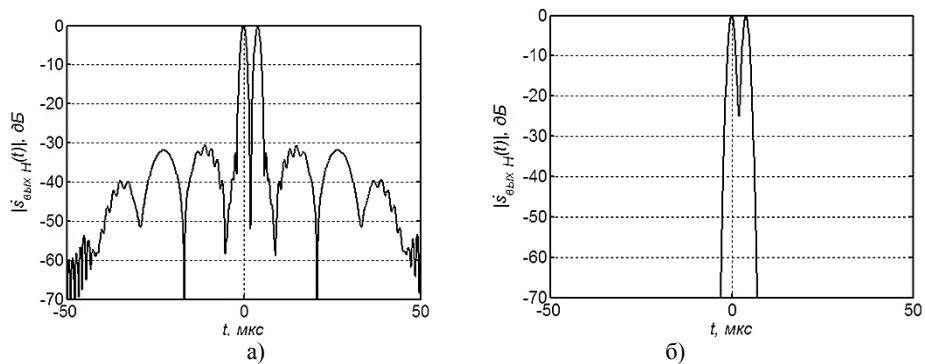


Рис. 2. Сжатие суперпозиции сигналов без ограничения  $\tau_0 = 4$  мкс  
 а) с ЛЧМ в фильтре с весовой обработкой; б) с НЧМ в МОП-фильтре

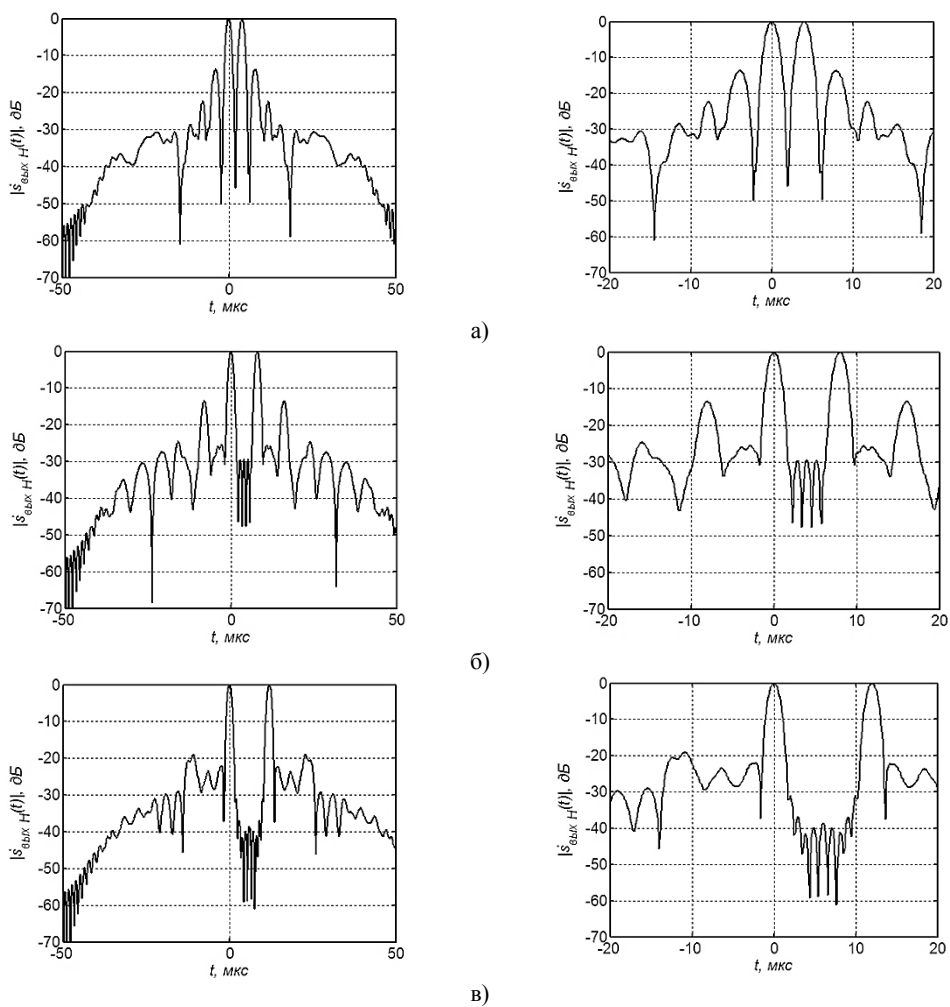


Рис. 3. Сжатие ограниченной суперпозиции равноамплитудных ЛЧМ сигналов в фильтре сжатия с весовой обработкой:  
 а)  $\tau_0 = 4$  мкс; б)  $\tau_0 = 8$  мкс; в)  $\tau_0 = 12$  мкс

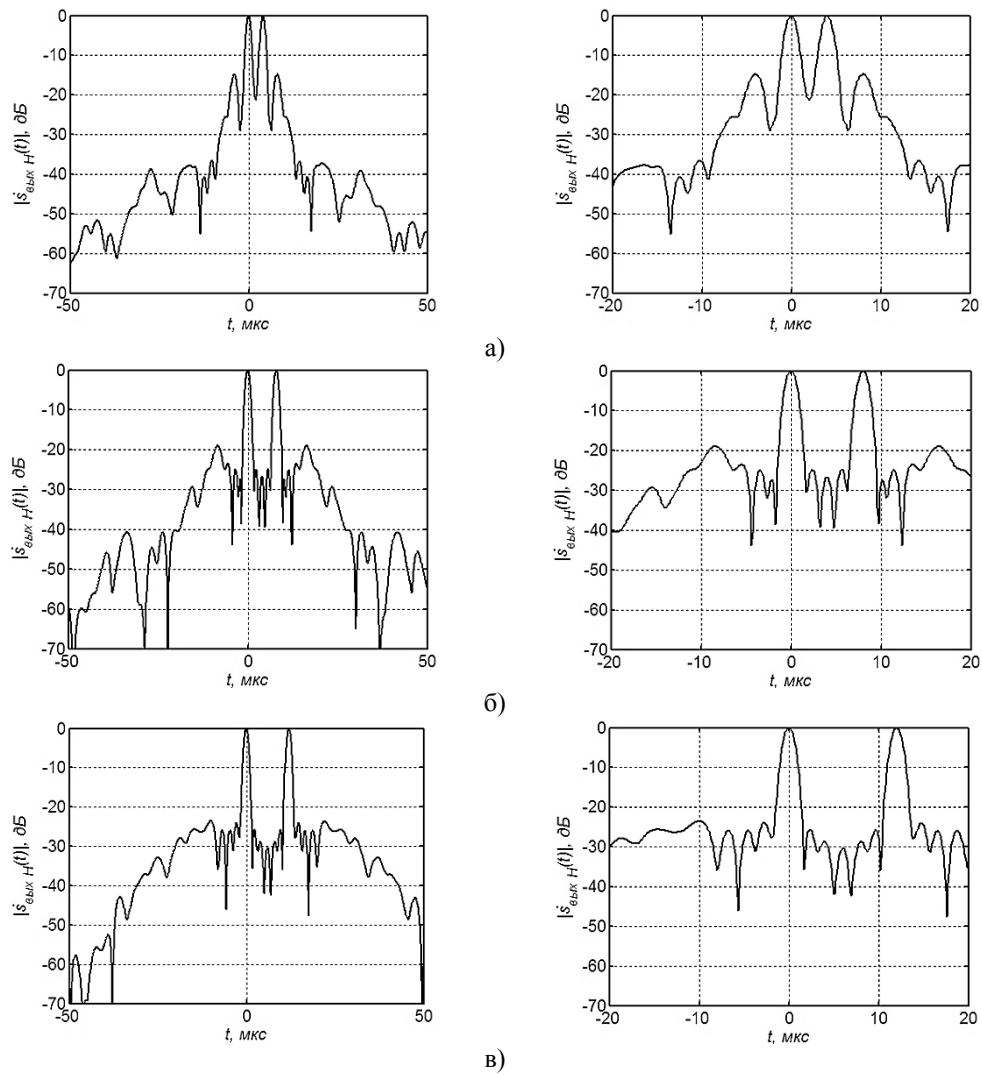
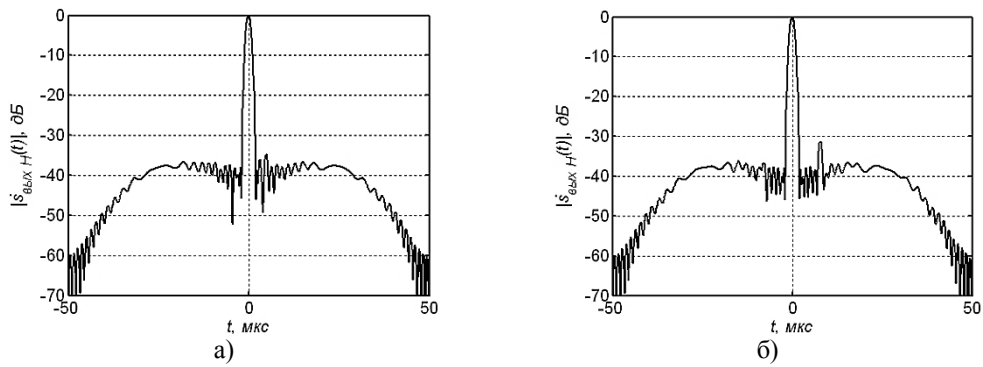


Рис. 4. Сжатие ограниченной суперпозиции равноамплитудных НЧМ-сигналов в МОП-фильтре  
а)  $\tau_0 = 4$  мкс; б)  $\tau_0 = 8$  мкс; в)  $\tau_0 = 12$  мкс



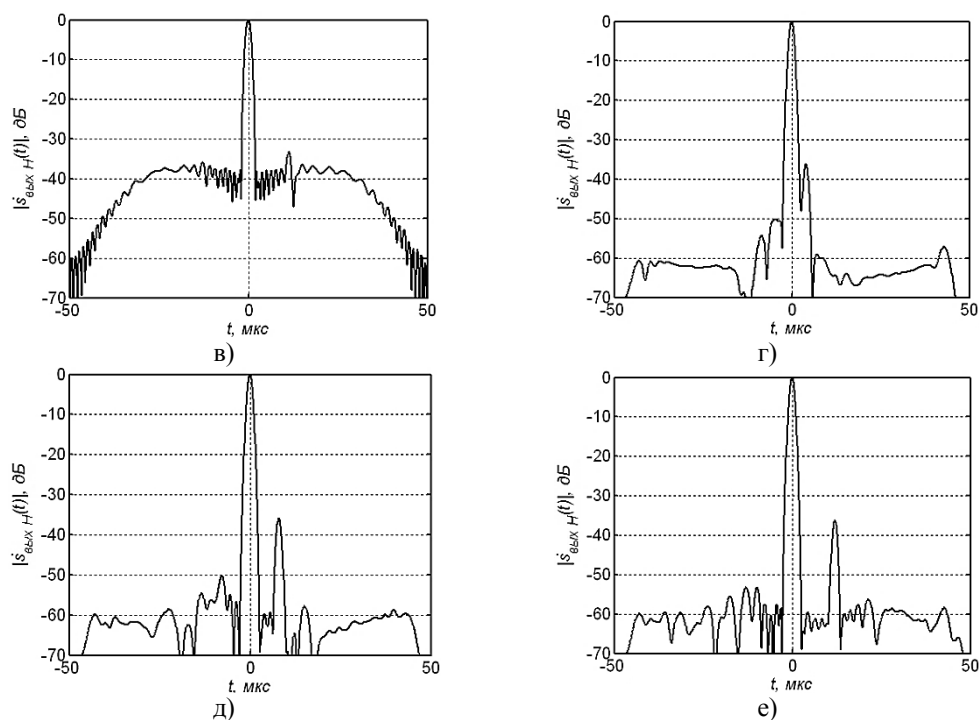


Рис.5. Сжатие ограниченной суперпозиции сигналов, имеющих разные амплитуды (второй случай)  
 а), г)  $\tau_0 = 4$  мкс; б), д)  $\tau_0 = 8$  мкс; в), е)  $\tau_0 = 12$  мкс;  
 а), б), в) ЛЧМ сигналы; г), д), е) НЧМ сигналы

### Библиографический список

1. Родионов В. В. и др. Методы формирования и обработки радиолокационных сигналов с малой базой и низким уровнем боковых лепестков функции неопределенности по дальности // В сб. «VII МНТК «Радиолокация, навигация, связь». Т. 3. Воронеж: 2001. С. 1460 – 1467.
2. Андриенко В. Б. и др. Когерентная обработка сигналов в первичных радиолокационных станциях. СПб: 2008.
3. Оконешиников В. С., Кочемасов В. Н. Сжатие частотно-модулированных сигналов с небольшим произведением девиации частоты на длительность импульса // Зарубежная радиоэлектроника, 1987. №1. С. 82 – 94.
4. Беседа А. Л., Зубков М. В. Сигналы с нелинейной частотной модуляцией, имеющие низкий уровень боковых лепестков автокорреляционной функции // Вопросы радиоэлектроники, серия «Радиолокационная техника», выпуск 2. 2008. С. 101 – 112.
5. Толкачев А. А., Ампилов О. В. и др. Влияние идеального ограничителя на разрешение ЛЧМ сигналов // Радиотехника. 1989. №9.
6. Nadav Levanon, Eli Mozeson. Radar Signals. IEEE Press. 2004.
7. Price, R. Chebyshev low pulse compression sidelobes via nonlinear FM. National Radio Science Meeting of URSI, Seattle. WA June 18. 1979.