

УДК 621.396.96

**ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ С НЕЛИНЕЙНОЙ
ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДЛЯ КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫХ
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 оптимизации параметров сложных зондирующих сигналов с нелинейной частотной модуляцией и фильтра обработки (сжатия) с учетом пульсаций модуля спектральной функции отраженных сигналов для первичных радиолокационных станций обнаружения объектов. Показано, что применение оптимизированных параметров частотной модуляции и фильтра сжатия позволяет существенно снизить уровень боковых лепестков сжатого сигнала (до минус 100 дБ) при малых потерях в отношении сигнал/шум и низкой чувствительности к доплеровским сдвигам частоты. Результатом оптимизации является снижение уровня боковых лепестков сжатых сигналов и уменьшение потерь в отношении сигнал/шум в диапазоне возможных доплеровских частот.

Применение сложных сигналов в первичных когерентно-импульсных радиолокационных станциях (РЛС) позволяет использовать передатчики с меньшей импульсной мощностью, что значительно снижает стоимость РЛС и повышает ее надежность, безопасность и экологичность эксплуатации.

При использовании сложных сигналов в первичных РЛС:

- происходит появление боковых лепестков в сжатом сигнале, которые могут маскировать слабые сигналы, отраженные от небольших или удаленных целей,

• возникают потери в отношении сигнал/шум (ОСШ), обусловленными применением методов сжатия, отличающихся от оптимальных алгоритмов.

Отмеченные особенности приводят к снижению вероятностных характеристик обнаружения целей РЛС.

Известно, что для глубокого подавления боковых лепестков сжатого сигнала целесообразно использовать метод амплитудно-частотной коррекции спектра сигнала - метод обратных пульсаций (МОП) [1]. Комплексный коэффициент передачи при расчете фильтра сжатия с использованием МОП определяют выражением

$$\dot{H}(f) = \frac{L(f)}{\dot{S}_{\text{вх}}(f)}, \quad (1)$$

где $L(f)$ – требуемый амплитудный спектр сжатого сигнала, $\dot{S}_{\text{вх}}(f)$ – спектр входного (зондирующего) сигнала.

В качестве функции спектра $L(f)$ может быть использована весовая функция (ВФ) Дольфа-Чебышева [2, 3], гарантирующая заданный уровень боковых лепестков (УБЛ) при минимальной длительности основного лепестка, ее тейлоровская аппроксимация или ВФ Гаусса [4]. Недостаток такого подхода – высокая чувствительность к доплеровским сдвигам частоты, что обусловлено френелевскими пульсациями в спектре зондирующего сигнала.

В работах [2, 5, 6] показано, что можно уменьшить пульсации, сгладив фронт и срез импульса, однако для радиолокационных систем высокой мощности желательно найти метод регулирования амплитудных пульсаций спектра, который отличался бы от изменения огибающей передаваемого импульса.

Предсказание линейного закона ЧМ на краях импульса приводит к уменьшению пульсаций в его спектре [2]. Функция предсказания ЧМ (рис. 1) имеет участки резкого возрастания частоты на краях импульса. Параметры закона предсказания, указанные в [2], следующие: $\Delta f_p = 0,75\Delta F_{\text{ЛЧМ}}$, $\delta = 1/\Delta F_{\text{ЛЧМ}}$, где $\Delta F_{\text{ЛЧМ}}$ – девиация частоты неискаженного ЛЧМ импульса.

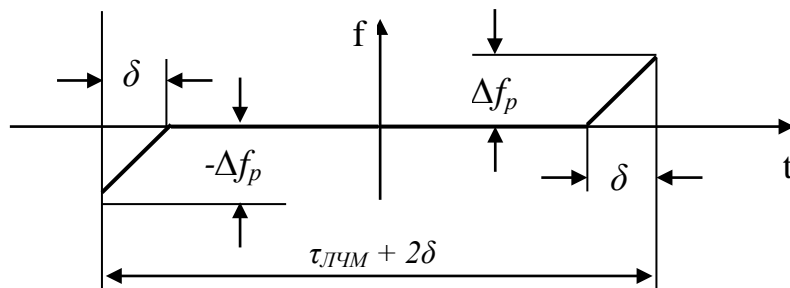


Рис. 1. Предсказывающая функция ЛЧМ импульса

Предсказание функции частотной модуляции в соответствии с таким законом снижает уровень пульсаций на вершине спектра ЛЧМ импульса примерно в 1,5 – 2 раза (рис. 2).

Дальнейшего снижения пульсаций в спектре можно добиться, применив закон нелинейной ЧМ (НЧМ) вида

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

где ΔF_L – девиация частоты линейного члена, ΔF_C – девиация частоты нелинейного члена при $t = 0$, τ – длительность импульса [7], [8].

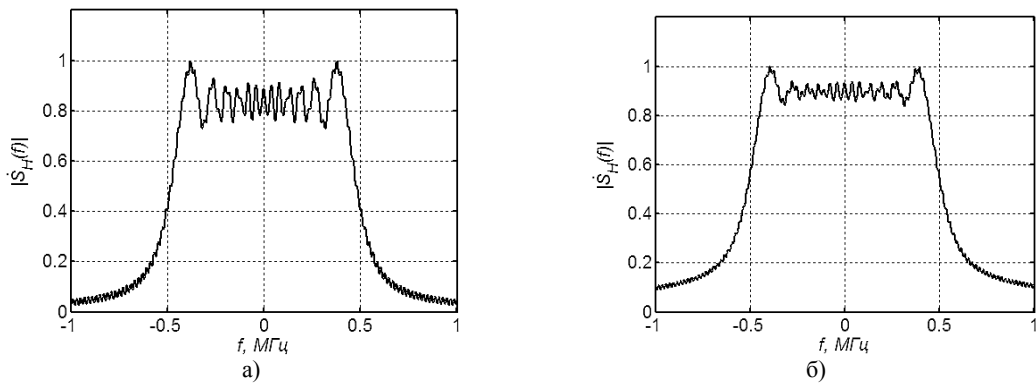


Рис. 2. Спектры ЛЧМ импульсов ($\Delta F_{\text{ЛЧМ}} = 1$ МГц, $\tau_{\text{ЛЧМ}} = 50$ мкс):
а) без предсказания, б) с предсказанием

Спектр такого сигнала имеет вид гауссовой кривой с малым уровнем пульсаций (рис. 3).

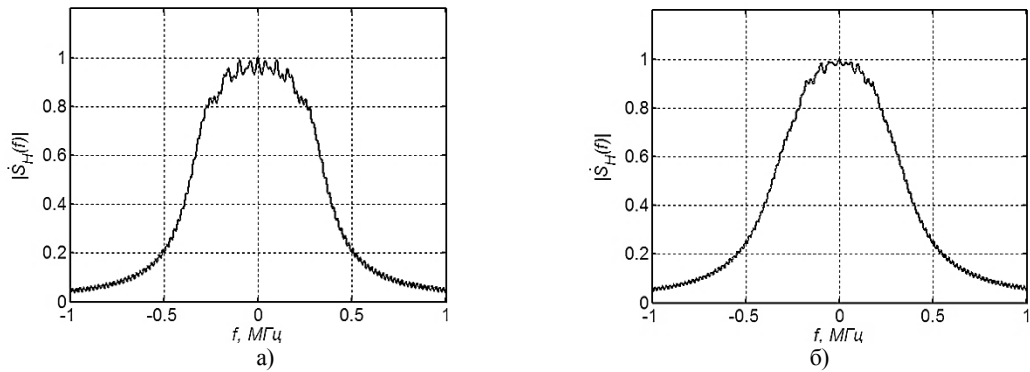


Рис. 3. Спектры импульсов с НЧМ вида (2):
а) $\tau = 50$ мкс, $\Delta F_L = 0,5$ МГц, $\Delta F_C = 0,12$ МГц; б) $\tau = 50$ мкс, $\Delta F_L = 0,4$ МГц, $\Delta F_C = 0,18$ МГц

Известно, что АЧХ фильтра сжатия, с точностью до постоянного коэффициента, должна совпадать с амплитудным спектром сигнала. Фильтр, рассчитанный по МОП (далее – МОП-фильтр), исключает согласованную фильтрацию (рис. 4), однако, подбирая закон ЧМ сигнала, можно добиться минимальных потерь в ОСШ.

В частности, этого можно достичь, оптимизируя коэффициенты в выражении (2), и обеспечить такое взаимодействие сигнала с фильтром, при котором чувствительность к доплеровским сдвигам частоты будет меньше, чем при использовании ЛЧМ импульса, а потери в ОСШ будут минимальны.

Рассмотрим задачу оптимизации. Отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе согласованного фильтра определим выражением

$$q_{\text{сф}} = 10 \lg \left(\frac{E_S}{W_0} \right),$$

где E_S – энергия сигнала, W_0 – спектральная плотность мощности шума (СПМШ).

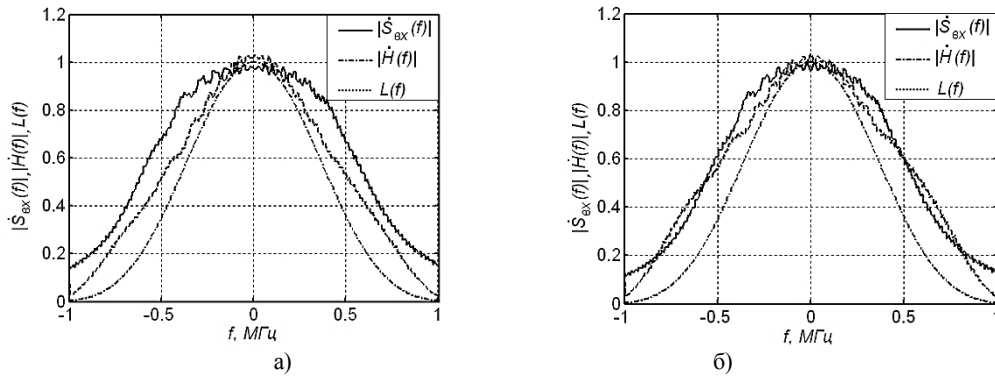


Рис. 4. Синтез АЧХ фильтра сжатия методом обратных пульсаций (коэффициенты ΔF_L и ΔF_C : а) до оптимизации, б) после оптимизации)

ОСШ на выходе МОП-фильтра можно представить в виде

$$q_{МОП} = 10 \lg \left(\frac{\max_t \left(\left| \dot{s}_{вых}(t) \right|^2 \right)}{\sigma_{вых}^2} \right) = 10 \lg \left(\frac{\max_t \left(\left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{ex}(f) \dot{H}(f) e^{j2\pi f t} df \right|^2 \right)}{\int_{-\infty}^{\infty} W_0 \left| \dot{H}(f) \right|^2 df} \right),$$

где $\dot{s}_{вых}(t)$ – сигнал на выходе ФС, $\sigma_{вых}^2$ – дисперсия шума на выходе фильтра сжатия.

Поскольку ОСШ на входе согласованного и МОП-фильтра одно и то же, потери в ОСШ, возникающие из-за рассогласования, можно оценить как разность между $q_{СФ}$ и $q_{МОП}$.

Требуется найти такие значения ΔF_L и ΔF_C для заданного $L(f)$, при которых эта разница будет минимальной

$$\min_{\Delta F_L, \Delta F_C} \left(10 \lg \left(\frac{E_S}{W_0} \right) - 10 \lg \left(\frac{\max_t \left(\left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_{ex}(f) \dot{H}(f) e^{j2\pi f t} df \right|^2 \right)}{\int_{-\infty}^{\infty} W_0 \left| \dot{H}(f) \right|^2 df} \right) \right),$$

При решении задачи оптимизации в качестве $L(f)$ использовалась ВФ Дольфа-Чебышева [3] и модифицированная ВФ Гаусса, определяемая выражением

$$w(f) = \exp \left(-0,5 \left(\alpha_{-6дБ} \sqrt{2 \ln(2)} \frac{f}{\Delta F/2} \right)^2 \right), \quad |f| \leq \frac{\Delta F}{2},$$

где ΔF – ширина окна, $\alpha_{-6дБ}$ – параметр окна, численно равный отношению ширины окна к его ширине по уровню 0,5 [4].

Для каждого окна для четырех значений длительности зондирующих импульсов были получены наборы коэффициентов ΔF_L и ΔF_C (таблица 1). Параметры, приведенные в таблице 1, соответствуют идеальному случаю, когда длина импульсной характеристики фильтра не ограничена, а в сигнале отсутствуют фазовые искажения, обусловленные доплеровским смещением.

Анализ полученных результатов показывает:

1. Между гарантированным УБЛ ВФ (A_{max}) и длительностью сжатого сигнала наблюдается обратная зависимость, поэтому требования достижения одновременно низкого УБЛ и малой длительности сжатого сигнала – противоречивы. ВФ следует выбирать из условия компромиссного сочетания этих параметров для заданной полосы пропускания тракта обработки сигнала.

Таблица 1
Оптимизированные значения коэффициентов ΔF_L и ΔF_C

ВФ*	Параметр ВФ	τ , мкс	ΔF_L	ΔF_C	Q_{SNR}	$\tau_{-3дБ}$, мкс	$\tau_{-40дБ}$, мкс	A_{max} , дБ
Дольфа-Чебышева	50	50	0,88	0,27	0,16	0,59	1,84	минус 50
		100	0,92	0,25	0,24			
		150	0,84	0,32	0,34			
		200	0,8	0,36	0,34			
	75	50	0,7	0,23	0,08	0,78	2,41	минус 75
		100	0,76	0,19	0,08			
		150	0,76	0,19	0,09			
		200	0,74	0,21	0,10			
	100	50	0,59	0,22	0,08	0,84	2,84	минус 100
		100	0,64	0,18	0,08			
		150	0,65	0,17	0,08			
		200	0,63	0,18	0,09			
	125	50	0,51	0,2	0,07	0,97	3,22	минус 125
		100	0,56	0,17	0,07			
		150	0,58	0,16	0,08			
		200	0,56	0,17	0,08			
Гаусса	2	50	0,89	0,28	0,14	0,59	2,72	минус 37
		100	0,96	0,23	0,15			
		150	0,9	0,27	0,16			
		200	0,91	0,26	0,16			
	4	50	0,39	0,18	0,07	1,16	4,28	минус 116
		100	0,43	0,15	0,06			
		150	0,44	0,14	0,07			
		200	0,44	0,15	0,08			
	6	50	0,24	0,14	0,1	1,78	6,41	минус 239
		100	0,27	0,11	0,07			
		150	0,29	0,1	0,07			
		200	0,29	0,1	0,07			
	8	50	0,17	0,11	0,13	2,34	8,53	минус 314
		100	0,2	0,09	0,08			
		150	0,21	0,08	0,07			
		200	0,22	0,08	0,07			

Примечания:

* Ширина ВФ 2 МГц,

$\tau_{-3дБ}$ – длительность импульса по уровню минус 3 дБ,

$\tau_{-40дБ}$ – длительность импульса по уровню минус 40 дБ.

2. Потери рассогласования при оптимизации коэффициентов закона ЧМ мало отличаются для разных длительностей зондирующих импульсов, что делает возможным применение за-

кона (2) для сигналов с малой и средней базой. Исключения составляют случаи с ВФ Дольфа–Чебышева с параметром $A_{ДЧ} = 50$, и Гаусса с параметром 2. В этих случаях спектр сигнала оказывается широким, и часть энергии сигнала не участвует в обработке.

Для анализа чувствительности УБЛ и потерь рассогласования к доплеровским сдвигам частоты было проведено моделирование сжатия сигналов в МОП-фильтре, длительность импульсной характеристики которого в 3 раза превышает длительность сигнала. Для исключения эффекта наложения спектров, перед АЦП был включен ФНЧ (рис. 5).

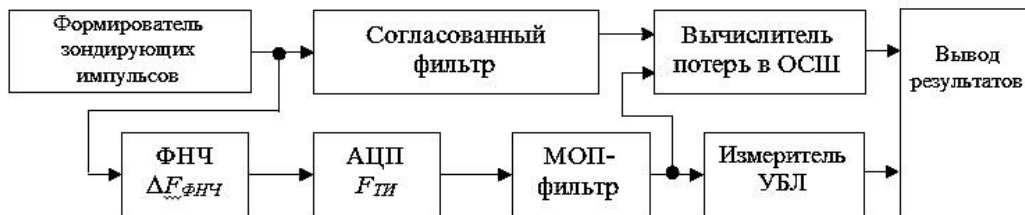


Рис. 5. Модель тракта сжатия комплексного сигнала
 $\Delta F_{ФНЧ}$ – полоса пропускания ФНЧ, $F_{ТИ}$ – частота дискретизации АЦП; $\Delta F_{ФНЧ} = F_{ТИ}$

В результате моделирования были получены зависимости УБЛ и потерь рассогласования от доплеровских сдвигов частоты для сигналов с ЛЧМ, предсказанной ЛЧМ и оптимизированной НЧМ (рис. 6, 7).

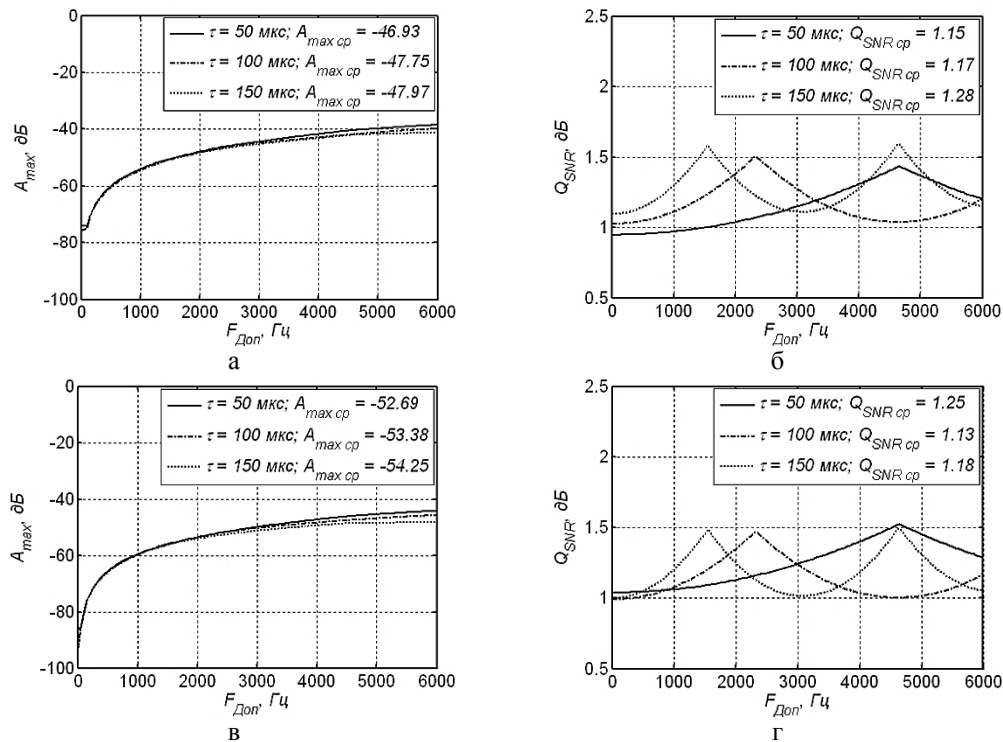


Рис. 6. Зависимости УБЛ и потерь рассогласования от доплеровских сдвигов частоты ВФ Гаусса:
 а), б) Импульс с ЛЧМ, $\Delta F_{ЛЧМ} = 0,9$ МГц; в), г) Импульс с предсказанной ЛЧМ, $\Delta F_{ЛЧМ} = 0,9$ МГц

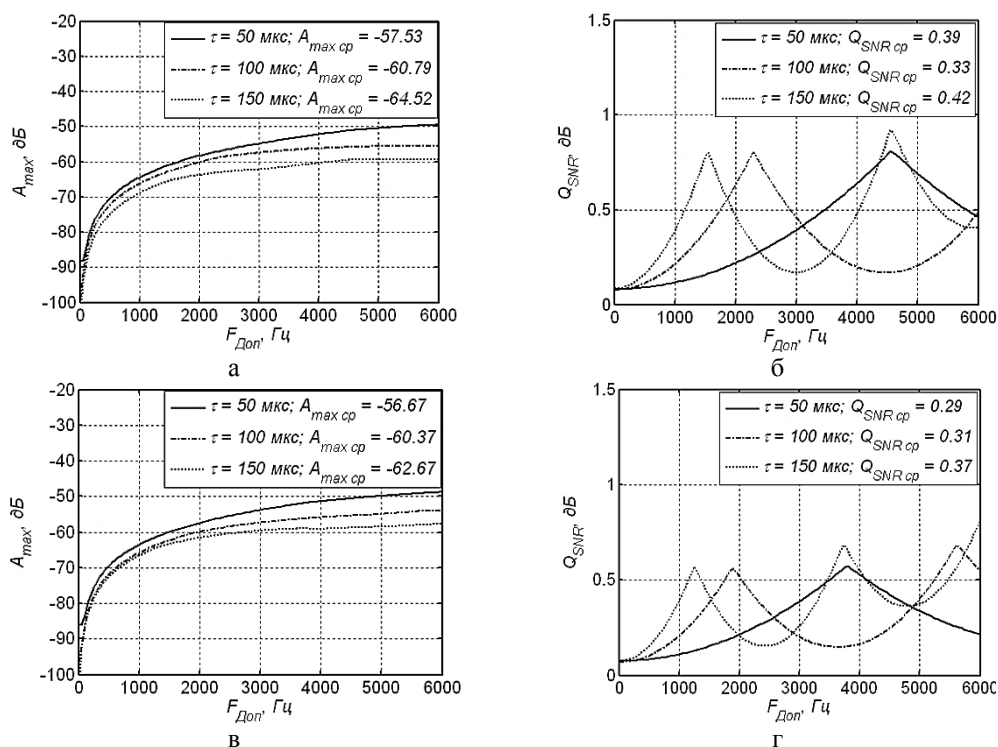


Рис. 7. Зависимости УБЛ и потерь рассогласования от доплеровских сдвигов частоты для двух ВФ и соответствующих им оптимальных коэффициентов ΔF_L , ΔF_C :
а), б) ВФ Дольфа-Чебышева с параметром $A_{ДЧ} = 125$; в), г) ВФ Гаусса с параметром $\alpha_{\text{Гоб}} = 4$

Анализ полученных зависимостей показывает следующее:

1. При использовании ЛЧМ средние потери в ОСШ меньше, чем при использовании классической весовой обработки с ВФ Хемминга: $Q_{SNR} < 1.34$ дБ [4], среднее значение УБЛ меньше примерно на 6 дБ.

2. Введение предсказания в закон ЛЧМ позволяет снизить средний УБЛ примерно на 5 дБ по сравнению с ЛЧМ. Потери остаются примерно такими же. Применение ЛЧМ с предсказанием не обеспечивает существенного выигрыша в ОСШ по сравнению с ЛЧМ без предсказаний (рис. 6).

3. УБЛ в зоне малых доплеровских сдвигов сильно отличаются в двух случаях. Объясняется это тем, что отбрасываемые участки импульсной характеристики МОП-фильтра в случае ЛЧМ импульса существенны для подавления дальних боковых лепестков. Чтобы обеспечить такой же УБЛ, как в случае с предсказанным импульсом, необходимо, чтобы импульсная характеристика в 4,5–5 раз превышала длительность сжимаемого сигнала.

4. Средний УБЛ при применении импульсов с оптимизированной НЧМ оказывается на 5–10 дБ ниже, чем в случае с предсказанной ЛЧМ, а выигрыш фильтра увеличивается на 0,5–0,9 дБ (рис. 7).

5. Зависимость потерь от доплеровских сдвигов частоты имеет ярко выраженные пики. Объясняется это следующим. Известно, что доплеровское смещение приводит к задержке сжатого импульса. Поскольку обработка сигнала происходит в дискретном времени, возможна ситуация, когда максимум сжатого сигнала окажется между двумя отсчетами (рис. 8, б, г), его вершина срезается и ОСШ уменьшается.

Величину задержки Δt для МОП-фильтра можно оценить приближенно, воспользовавшись свойством функции неопределенности ЛЧМ импульса. Поскольку используется фильтр, а не коррелятор, знак задержки следует заменить на противоположный [2]. $\Delta F_{ЛЧМ} / \tau = -F_{Доп} / \Delta t$, откуда $F_{Доп} = -\Delta t \Delta F_{ЛЧМ} / \tau$. Для $\Delta t = \{-0,25; -0,50; -0,75\}$ мкс $\Delta F_{ЛЧМ} = 0,9$ МГц и $\tau = 150$ мкс получим $F_{Доп} = \{1500; 3000; 4500\}$ Гц. Значениям 1500 Гц и 4500 Гц (максимум находится между двумя отсчетами, рис. 8, б, г), соответствуют максимумы потерь в ОСШ (рис. 6, б, г), а среднему значению (максимум попадает на отсчет, рисунок 8в) - локальный минимум на кривой.

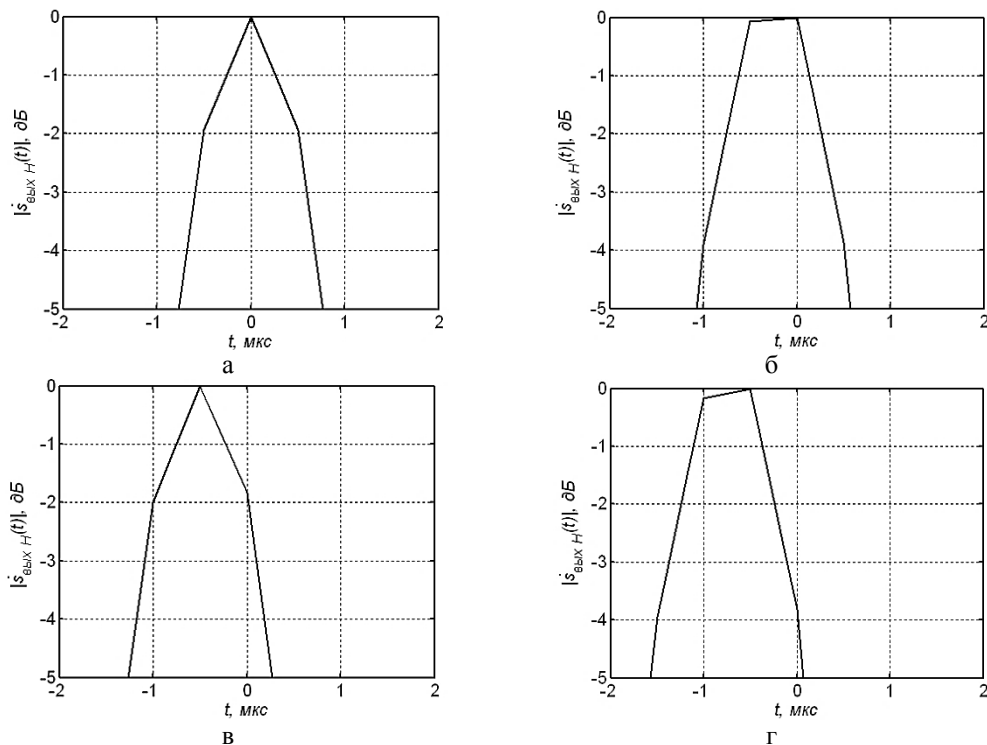


Рис. 8. Форма пика сжатого сигнала при разных доплеровских сдвигах сжимаемого сигнала, используется МОП-фильтр, ВФ Гаусса с $\alpha_{дБ} = 4$, ЛЧМ сигнал с $\Delta F_{ЛЧМ} = 0,9$ МГц, $\tau = 150$ мкс:
 а) $F_{Доп} = 0$; б) $F_{Доп} = 1500$ Гц; в) $F_{Доп} = 3000$ Гц; г) $F_{Доп} = 4500$ Гц

Основные результаты моделирования сведены в таблицу 2.

На основании анализа данных таблицы 2 можно сделать следующие основные выводы:

1. Наилучшее качество сжатого сигнала достигается при использовании оптимизированного закона ЧМ в сочетании с МОП-фильтром. По сравнению с весовой обработкой (ВО) с применением ВФ Хемминга средние потери рассогласования меньше на ~ 1 дБ, а средний УБЛ ниже на ~ 20 дБ.

Следует отметить, что уменьшение потерь в ОСШ на 1 дБ имеет важное практическое значение, поскольку это эквивалентно увеличению мощности передатчика на 26 %.

2. Зависимость потерь в ОСШ на выходе фильтра от доплеровских смещений имеет острые максимумы, обусловленные задержкой сжатого сигнала относительно моментов дискретизации. Их можно уменьшить, увеличив частоту дискретизации.

Таблица 2

Параметры, характеризующие качество сжатого сигнала для разных законов ЧМ
и методов обработки

Сочетание Сигнал + фильтр	Средний УБЛ ²	Средние потери ^{2,3}	Длительность импульса по уровню минус 3дБ, мкс ⁴
ЛЧМ импульс + ВО с ВФ Хемминга [4]	минус 37	1,34	1,30
МОП-фильтр ¹ + ЛЧМ импульс	минус 47	1,15	1,16
МОП-фильтр ¹ + предысказанный ЛЧМ импульс	минус 53	1,25	1,16
МОП-фильтр ¹ + оптимизированный НЧМ импульс	минус 57	0,3	1,16

Примечания:

1. Длительность ИХ МОП-фильтра в 3 раза превышает длительность сжимаемого импульса. Использовалась ВФ Гаусса с $\alpha_{-6дБ} = 4$.
2. Приведены значения для импульсов длительностью 50 мкс.
3. Средние потери рассчитаны для $F_{дон} = 0-6000$ Гц.
4. В цифровых ФС длительность сжатого импульса кратна периоду дискретизации. В рассмотренных случаях она составит 1 или 1,5 мкс для всех видов фильтров.

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 // VII МНПК «Радиолокация, навигация, связь». Т. 3. Воронеж: 2001. С. 1460 – 1467.
2. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы // пер. с англ./ под ред. В. С. Кельсона. М: Советское радио, 1971.
3. Хэррис Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИЭР. 1978. Т. 66. №1. С. 60 – 96.
4. Андриенко В. Б. др. Когерентная обработка сигналов в первичных радиолокационных станциях. СПб: 2008.
5. 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.
6. 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.
7. Nadav Levanon, Eli Mozeson. Radar Signals. IEEE Press 2004.
8. Price, R., Chebyshev low pulse compression sidelobes via nonlinear FM. National Radio Science Meeting of URSI, Seattle. WA June 18. 1979.