

УДК 621.396.96

ОСОБЕННОСТИ ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКИ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

А. В. Щербаков¹, В. С. Щербаков²¹ООО «НПП «ПРИМА», 603950, г. Нижний Новгород, ул. Свободы, 63²АО «НПО «Правдинский радиозавод»,
606408, Нижегородская обл., г. Балахна, ул. Горького, 34

Статья поступила в редакцию 17 октября 2018 г.

Аннотация. В активной радиолокации используются импульсные зондирующие сигналы, мощность которых и спектральные характеристики определяют основные параметры радиолокационной станции. К ним в первую очередь относятся дальность обнаружения, разрешающая способность и обнаружение слабых сигналов на фоне мощных. Для достижения этих целей увеличивают мощность излучаемых сигналов, но из-за технических ограничений по амплитуде и требований к скрытности это обеспечивается за счет увеличения их длительности и полосы. Поэтому в качестве зондирующих импульсов используют сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), девиация которых и определяет разрешающую способность. Для импульсных сигналов произведение полосы на длительность называется базой сигнала и от численного значения ее, а также частоты дискретизации, зависит аппаратно-программная реализация цифрового фильтра сжатия в приемнике, т.к. они определяют количество арифметических операций в алгоритме согласованного фильтра. При этом спектр ограниченных по времени импульсных сигналов бесконечно спадает, и чтобы сократить энергетические потери, частоту дискретизации выбирают несколько больше частоты девиации, но с увеличением частоты дискретизации пропорционально увеличивается и число арифметических операций. Поэтому увеличивать ее нужно в разумных пределах не более чем в 1,5 ... 2 раза, т.к. из-за спадающего спектра ЛЧМ сигнала дальнейшее увеличение частоты дискретизации делается не эффективным. Кроме этого, при сжатии ЛЧМ сигналов выполняется весовая

обработка, которую можно реализовать как во временной области, так и частотной. Но с точки зрения аппаратной реализации, а также возможности использовать ее в канале с корреляционно-фильтровой обработкой наиболее целесообразной является ее реализация во временной области. Поэтому в данном случае рассмотрены особенности весовой обработки во временной области дискретных, сжатых ЛЧМ сигналов, частота дискретизации которых превышает девиацию частоты сигнала. Определены условия формирования коэффициентов весового фильтра для рассматриваемой структурной схемы. Приведена оценка вычислительной эффективности и представлены результаты моделирования.

Ключевые слова: радиолокация, весовая обработка, боковые лепестки, частота дискретизации, весовая функция Хэмминга.

Abstract. Active radar uses pulsed probing signals whose power and spectral characteristics determine the main parameters of the radar station. These primarily include the detection range, resolution and detection of weak signals against the background of powerful ones. The power of the emitted signals increased to achieve these goals, but this obtained by increasing their duration and bandwidth due to technical limitations in amplitude and secrecy requirements. Therefore, as probe pulses, signals with linear frequency modulation (LFM) are used, the deviation of which determines the resolution. The multiplication of the band by the duration is called the base for pulsed signals and its numerical value, as well as the sampling frequency, defines the hardware and software implementation of the digital compression filter in the receiver, since they determine the number of arithmetic operations in the algorithm of the matched filter. Therefore, it is necessary to increase it within reasonable limits by no more than 1.5 ... 2 times, since further increase in the sampling rate is not effective due to the decreasing spectrum of the LFM signal. In addition, weighting performed while compressing chirp signals, which can be implemented both in the time and in the frequency domain. It is most appropriate to implement it in the time domain from the point of hardware implementation, as well as the ability to use it in a channel with correlation-filter processing. So, the

peculiarities of weight processing in the time domain of discrete, compressed chirp signals are considered, the sampling frequency of which exceeds the signal frequency deviation. The conditions determined for the formation of coefficients of the weight filter for the block diagram under consideration. The estimation of computational efficiency and the simulation results presented.

Keywords: radio-location, weight processing, side lobes, sampling rate, Hamming weighting function.

1. Введение

Широкое применение технологии Stealth, при создании летательных аппаратов (ЛА), значительно снижает их эффективную площадь рассеивания (ЭПР). Это обстоятельство вынуждает повышать мощность излучаемого сигнала радиолокационными станциями (РЛС). В условиях радиоэлектронного противодействия (РЭП), для обеспечения максимальной скрытности, а также в ряде случаев из-за технических ограничений по амплитуде, повышение мощности обеспечивается увеличением его длительности. При этом, чтобы обеспечить разрешающую способность по дальности [1], используются сигналы с фазовой или частотной модуляцией [2]. Для РЛС дециметрового и сантиметрового диапазонов наиболее предпочтительными являются ЛЧМ и нелинейно модулируемые по частоте (НЧМ) зондирующие сигналы. На определенном этапе развития радиолокации наиболее выгодным было использовать НЧМ сигналы [1], т.к. при их согласованной фильтрации обеспечивался низкий уровень боковых лепестков по дальности, и отсутствовали энергетические потери, в то время как после согласованной фильтрации ЛЧМ сигналов дополнительно требовалось выполнить весовую обработку, которая допускала энергетические потери до 1,34 дБ [2]. С увеличением базы зондирующего сигнала, которая определяется произведением полосы на его длительность, а её значение достигает нескольких сотен и даже тысяч единиц, наиболее предпочтительными являются ЛЧМ сигналы [3]. Сжатие по длительности таких импульсов является одним из

наиболее ресурсоемких этапов в цифровой обработке радиолокационных сигналов [1].

При создании цифровых фильтров сжатия, с целью сокращения числа арифметических операций, используются различные методы. Наиболее эффективным из них является преобразование передаточной функции к двумерному виду с последующим сведением одной из размерностей к простому алгебраическому выражению [1]. Этот метод позволяет сжимать ЛЧМ сигналы с частотой дискретизации, соответствующей его девиации и даже превышающей её с некоторым произвольным коэффициентом, выбранным из условий данного метода.

Учитывая то обстоятельство, что спектры реальных импульсных сигналов не могут быть усечёнными [1], поэтому с целью снижения энергетических потерь необходимо увеличить частоту дискретизации. Дополнительно следует отметить, что пропорционально коэффициенту дискретизации увеличиваются аппаратные (программные) затраты, поэтому данный коэффициент следует выбирать из разумных пределов.

2. Постановка задачи

На данный момент задача сокращения аппаратных (программных) затрат для операции сжатия дискретных ЛЧМ сигналов большой базы с коэффициентом, превышающим частоту дискретизации решена, но для операции весовой обработки во временной области она решена только частично и справедлива для целочисленных коэффициентов дискретизации [4,5].

Целью настоящей работы является исследование возможностей определения коэффициентов весового фильтра, изменяя значения которых, обеспечивается максимальное подавление боковых лепестков для различных коэффициентов дискретизации.

3 Теория

Спектральная характеристика весовой функции, с требуемым уровнем боковых лепестков, по дальности может быть сформирована методом амплитудной весовой обработки огибающей ЛЧМ сигнала или амплитудным

взвешиванием частотного отклика, согласованного фильтра цифрового приемника.

Вследствие функциональной эквивалентности частотного отклика и временной весовой функции результаты весовой обработки будут равнозначными. Хотя при строгом рассмотрении эта эквивалентность является приближенной, но с увеличением базы сигнала, это приближение улучшается.

Рассмотрим хорошо известную весовую функцию Хэмминга [2], косинус квадрат на пьедестале

$$W(\omega) = k + (1-k) \cdot \cos^2\left(\pi \frac{\omega}{\Delta\omega}\right), \quad (1)$$

где: $k = 0,08$ – безразмерный коэффициент;

$\Delta\omega$ – полоса ЛЧМ сигнала.

Во временной области эта операция для сжатых дискретных сигналов, частота дискретизации которых равна девиации ЛЧМ сигнала, может быть представлена следующим тождеством

$$\begin{aligned} W_0(t) &= \frac{1}{\Delta\omega} \cdot \int_{-\Delta\omega/2}^{\Delta\omega/2} \left[k + (1-k) \cdot \cos^2\left(\pi \frac{\omega}{\Delta\omega}\right) \right] \cdot \exp(j\omega t) d\omega = \\ &= \frac{k+1}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2} t\right)}{\frac{\Delta\omega}{2} t} + \frac{1-k}{4} \cdot \left[\frac{\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2} \left(t + \frac{2\pi}{\Delta\omega}\right)\right)}{\frac{\Delta\omega}{2} \left(t + \frac{2\pi}{\Delta\omega}\right)} + \frac{\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2} \left(t - \frac{2\pi}{\Delta\omega}\right)\right)}{\frac{\Delta\omega}{2} \left(t - \frac{2\pi}{\Delta\omega}\right)} \right] =, \quad (2) \\ &= a_0 \cdot U(t) + b_0 \cdot [U(t - \Delta t_K) + U(t + \Delta t_K)] \end{aligned}$$

где: $a_0 = 0,54$ и $b_0 = 0,23$ – весовые коэффициенты;

$U(t - \Delta t_K)$; $U(t)$ и $U(t + \Delta t_K)$ – последовательность соседних дискретных выборок входного сигнала весового фильтра.

Таким образом, простое устройство, с небольшим количеством операций, позволяет снизить уровень боковых лепестков с незначительными энергетическими потерями и небольшим расширением центрального сжатого лепестка ЛЧМ сигнала. Для сигналов с большой базой уровень боковых лепестков может достигать минус 42,8 дБ, при этом расширение равно 1,47 раза.

Процедура изменения комплексных амплитуд в весовом фильтре показана на рисунке 1.

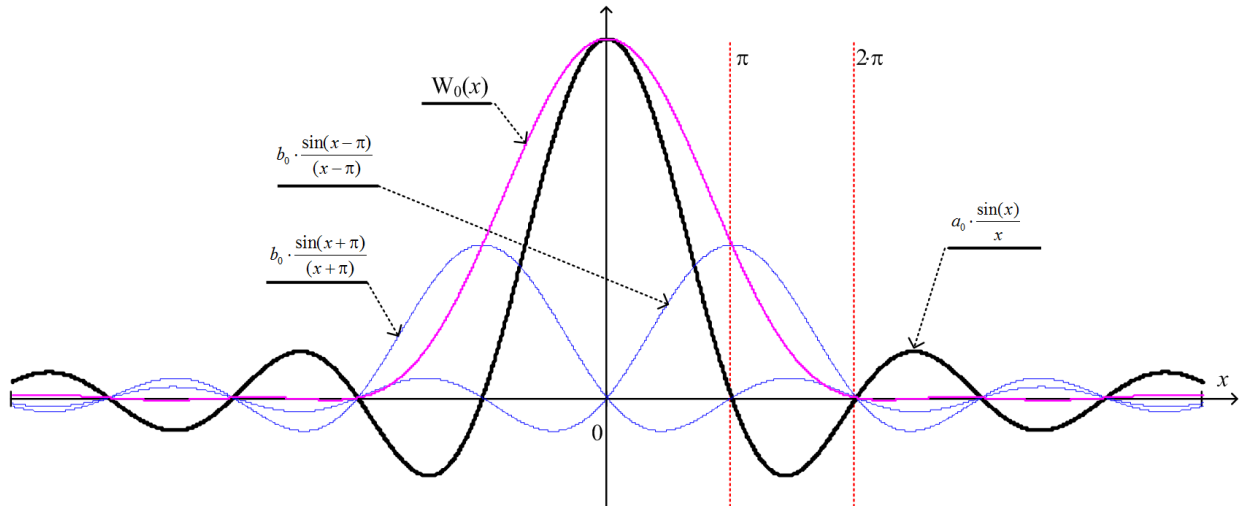


Рис. 1 Черная и синие линии – непрерывные сигналы с соседних отводов, красная линия – результат весовой обработки. Частота дискретизации совпадает с девиацией ЛЧМ сигнала.

На этом рисунке вертикальными линиями отмечены интервалы дискретизации для данной функции с шагом π . Поэтому боковые лепестки функции в соседних отводах всегда с противоположным знаком. Пользуясь этим свойством достаточно умножить сигналы с отводов на соответствующие коэффициенты и просуммировать их, чтобы снизить уровень боковых лепестков сжатого ЛЧМ сигнала. В идеальном случае для функции $\sin(x)/x$ с интервалом между отводами π модуль результата весовой обработки представлен на рисунке 2.

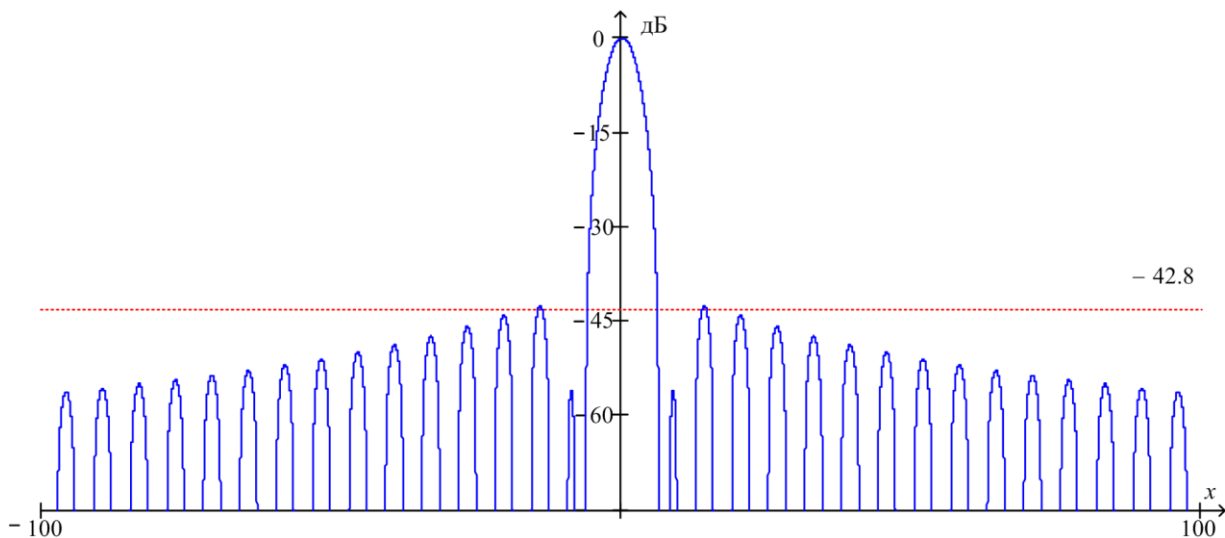


Рис. 2 Модуль результата весовой обработки сигнала $\sin(x)/x$, с периодом отводов π .

Амплитудная характеристика реального сжатого ЛЧМ сигнала отличается от функции $\sin(x)/x$, поэтому результат сжатия тоже будет другим, но чем больше база сигнала, тем ближе будет этот результат к идеальному значению.

В данном случае рассмотрен вариант весовой обработки сжатого ЛЧМ сигнала длительностью 100 мкс, с полосой 1 МГц и такой же частотой дискретизации.

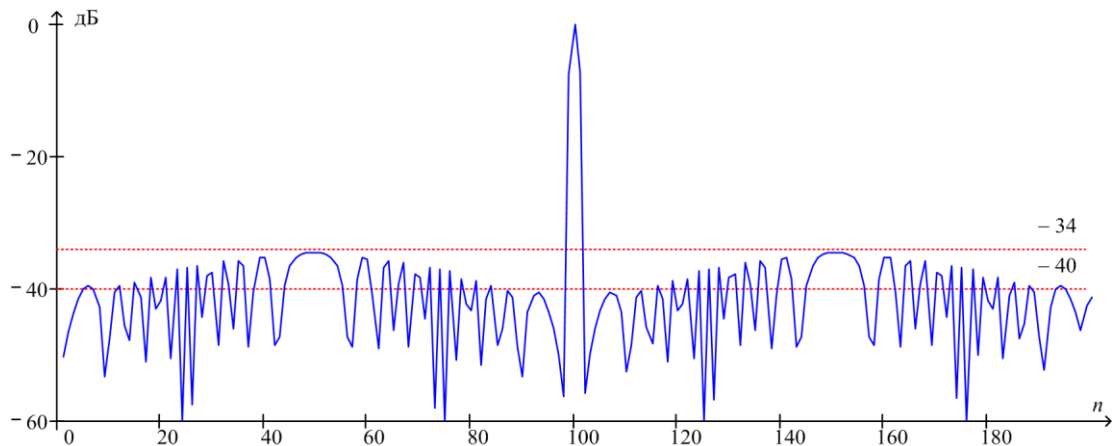


Рис. 3 Модуль сжатого дискретного ЛЧМ сигнала после весовой обработки с базой 100 и частотой дискретизации равной девиации сигнала.

Из этого рисунка видно, что уровень боковых лепестков после весовой обработки сильно отличается от идеального варианта, представленного на рисунке 2. Но, как и было отмечено ранее, с увеличением базы сигнала этот результат стремиться к идеальному значению. Так, например, результат весовой обработки сжатого ЛЧМ сигнала длительностью 200 мкс, с полосой 1 МГц и такой же тактовой частотой представлен на рисунке 4.

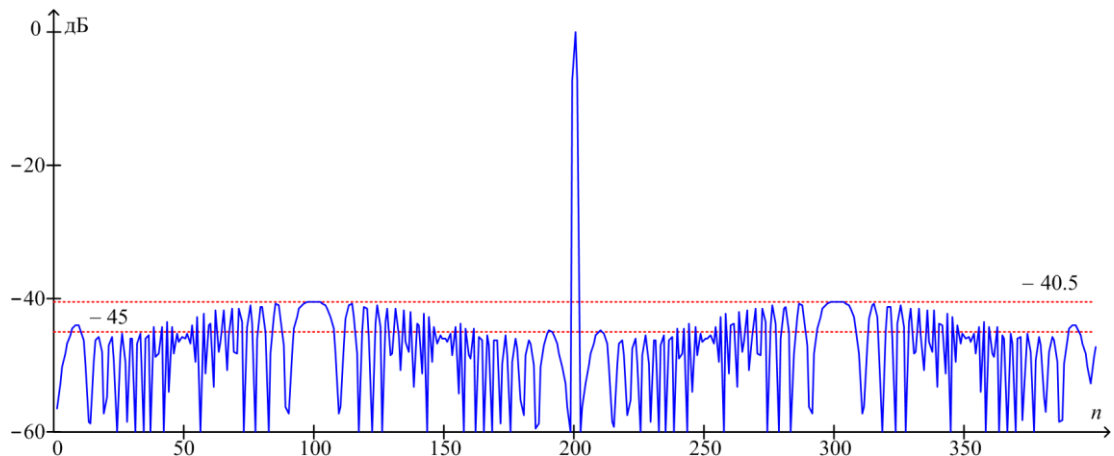


Рис. 4 Модуль сжатого дискретного ЛЧМ сигнала после весовой обработки с базой 200 и частотой дискретизации, равной девиации сигнала.

Но спектры реальных импульсных сигналов не ограничены полосой девиации ЛЧМ сигналов, как показано на рисунке 5.

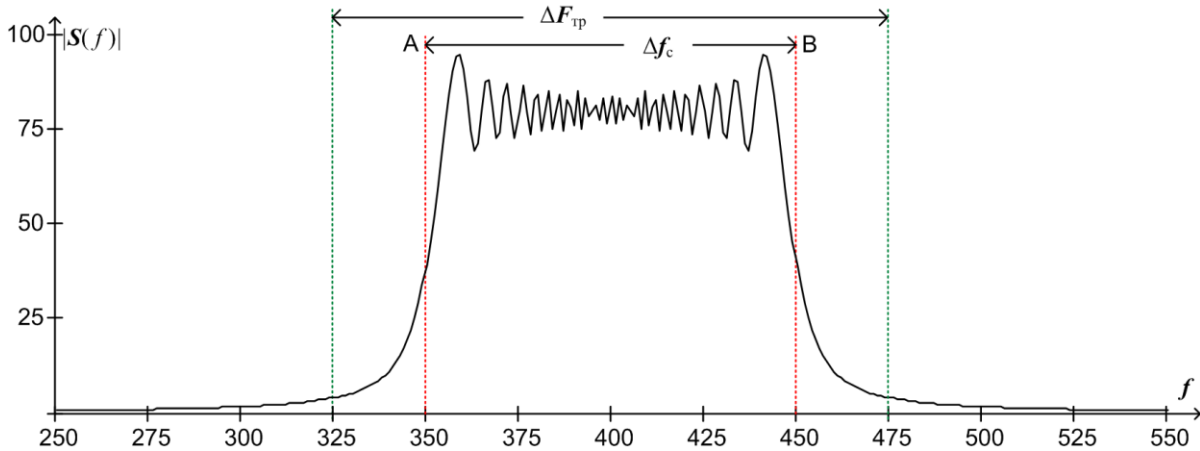


Рис. 5 Модуль спектра ЛЧМ сигнала длительностью 100 мкс, с полосой 1 МГц. Δf_c – девиация ЛЧМ сигнала, $\Delta F_{тр}$ – полоса приемного тракта. Цена деления частоты – 10 кГц.

Поэтому частота дискретизации должна быть больше девиации ЛЧМ сигнала, т.к. спектральные составляющие, за пределами этой частоты, приводят к энергетическим потерям, которые необходимо минимизировать.

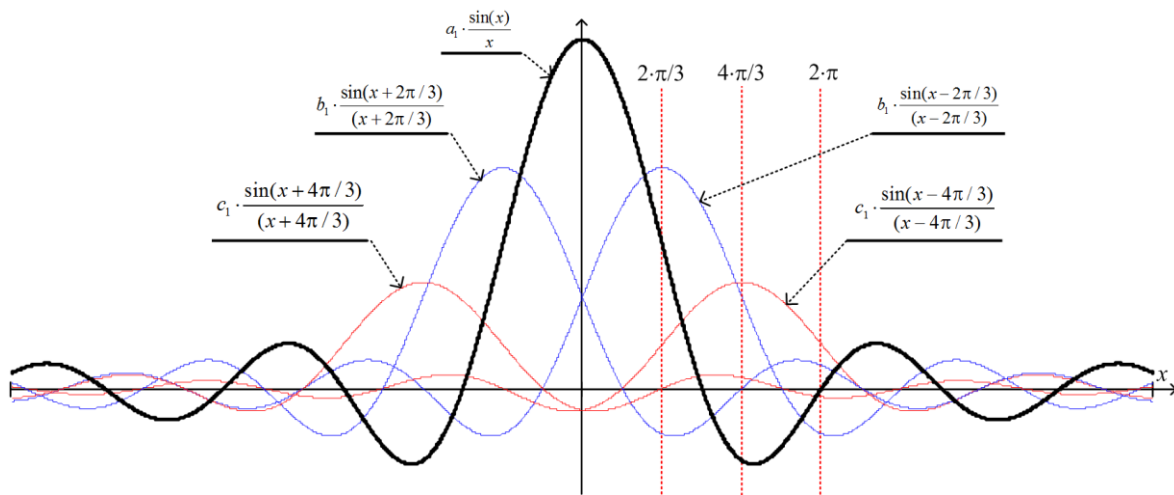


Рис. 6 Черная кривая, синие и красные линии – непрерывные сигналы с соседних отводов. Частота дискретизации больше девиации ЛЧМ сигнала в 1,5 раза.

Но если сигналы с отводов, отмеченные на рисунке 6 синими и красными линиями, просуммировать с соответствующими коэффициентами, то их боковые лепестки, в первом приближении, будут противофазными боковым лепесткам сигнала с центрального отвода, как показано на рисунке 7.

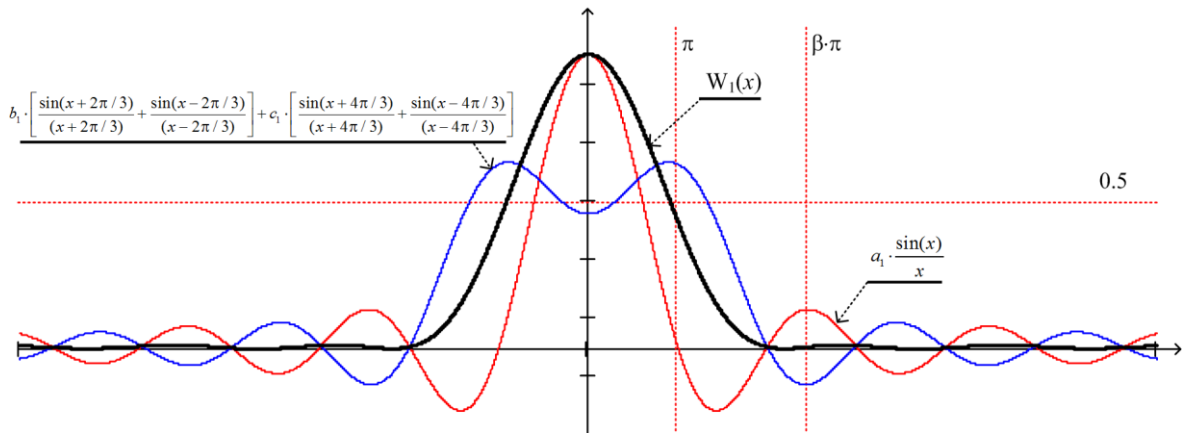


Рис. 7 Красная кривая – непрерывный сигнал с центрального отвода, синяя линия – просуммированные сигналы с отводов, кроме центрального отвода. Черная линия – результат весовой обработки. Частота дискретизации больше девиации ЛЧМ сигнала в 1,5 раза.

Коэффициент, ответственный за смещение результирующей фазы суммы сигналов с данных отводов, определяется из условия

$$p = - \left[\frac{\frac{\sin[\pi(2l-1)/l]}{\pi(2l-1)} + \frac{\sin[\pi(2l+1)/l]}{\pi(2l+1)}}{\frac{\sin[2\pi(l-1)/l]}{2\pi(l-1)} + \frac{\sin[2\pi(l+1)/l]}{2\pi(l+1)}} \right], \quad (3)$$

где: $l = \Delta t_k / \Delta t \geq 1$ – коэффициент дискретизации, равный отношению интервала выборок по Котельникову к интервалу заданных выборок в устройстве.

При этом значение коэффициента, ответственного за минимизацию уровня боковых лепестков, определяется тождеством

$$q = \left[\frac{-\frac{\sin(\pi \cdot \beta)}{\pi \cdot \beta}}{\frac{\sin(\pi \cdot \beta - \pi/l)}{\pi \cdot \beta - \pi/l} + p \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \beta - 2\pi/l)}{\pi \cdot \beta - 2\pi/l} + \frac{\sin(\pi \cdot \beta + \pi/l)}{\pi \cdot \beta + \pi/l} + p \cdot \frac{\sin(\pi \cdot \beta + 2\pi/l)}{\pi \cdot \beta + 2\pi/l}} \right], \quad (4)$$

где: $\beta = 2,459$ – коэффициент, при котором второй боковой лепесток функции $\sin(x)/x$ принимает максимальное значение.

Окончательно выражение нормированной передаточной функции весового фильтра для $1 < l \leq 2$ может быть представлено уравнением

$$W_1(t) = a_1 \cdot U(t) + b_1 \cdot [U(t - \Delta t) + U(t + \Delta t)] + c_1 \cdot [U(t - 2 \cdot \Delta t) + U(t + 2 \cdot \Delta t)], \quad (5)$$

где: Δt – период дискретных выборок;

$a_1 = \frac{1}{1+2 \cdot q \cdot (1+p)}$ – весовой коэффициент центрального отвода;

$b_1 = \frac{q}{1+2 \cdot q \cdot (1+p)}$ – весовой коэффициент в соседних отводах относительно центрального отвода;

$c_1 = \frac{q \cdot p}{1+2 \cdot q \cdot (1+p)}$ – весовой коэффициент в крайних отводах относительно центрального отвода.

В идеальном случае, для функции $\sin(x)/x$, с интервалом между отводами $2\pi/3$, модуль результата весовой обработки представлен на рисунке 8.

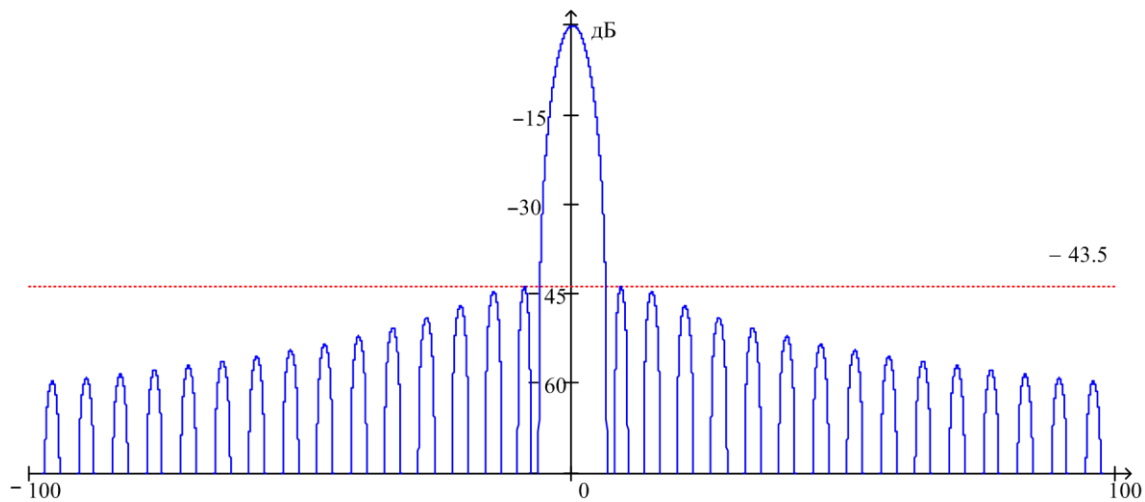


Рис. 8 Модуль результата весовой обработки сигнала $\sin(x)/x$ с периодом отводов $2\pi/3$.

Из этого рисунка видно, что уровень боковых лепестков, после весовой обработки не хуже, чем для функции $\sin(x)/x$ с интервалом между отводами π .

Основные, потенциально достижимые характеристики весового фильтра, уровень боковых лепестков (UBL) и коэффициент расширения центрального лепестка (Kr) определяются коэффициентами этого фильтра, которые в свою очередь являются функциями параметра l . Изменяя этот параметр в разумных пределах, от 1 до 2, с шагом 0,05, зафиксируем потенциально достижимые характеристики весового фильтра для идеальной функции вида $\sin(x)/x$, которые представлены в таблице 1.

Таблица 1. Численные значения коэффициентов весового фильтра (a_1 , b_1 и c_1), уровень боковых лепестков (UBL) и коэффициент расширения центрального лепестка (Kr) в зависимости от коэффициента дискретизации, параметра l .

l	1,05	1,10	1,15	1,20	1,25	1,30	1,35	1,40	1,45	1,50
a_1	0,516	0,490	0,467	0,446	0,427	0,410	0,396	0,384	0,375	0,369
b_1	0,235	0,241	0,247	0,250	0,253	0,254	0,254	0,251	0,247	0,240
c_1	0,007	0,014	0,020	0,027	0,034	0,041	0,048	0,057	0,065	0,075
UBL	-44,0	-43,0	-41,5	-41,5	-41,0	-41,5	-42,0	-42,0	-43,0	-43,5
Kr	1,50	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,51	1,50

Продолжение таблицы 1.

l	1,55	1,60	1,65	1,70	1,75	1,80	1,85	1,90	1,95	2,00
a_1	0,366	0,367	0,371	0,380	0,394	0,413	0,437	0,466	0,502	a_0
b_1	0,231	0,220	0,205	0,187	0,1661	0,141	0,113	0,080	0,042	0
c_1	0,086	0,097	0,109	0,123	0,137	0,152	0,169	0, 871	0,207	b_0
UBL	-44,0	-43,5	-43,0	-43,0	-42,5	-42,0	-42,0	-41,5	-41,5	-42,5
Kr	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,50	1,49	1,48	1,48	1,47

Анализируя результаты, представленные в таблице 1, можно констатировать, что предложенный способ определения коэффициентов весового фильтра для произвольной частоты дискретизации входного сигнала, позволяет с высокой точностью приблизить характеристики данного фильтра к весовой функции Хэмминга – косинус квадрат на пьедестале. При этом следует отметить незначительное колебание уровня боковых лепестков около идеального значения минус 42,8 дБ и слабое расширение центрального лепестка сжатого сигнала, который определяется по половинному уровню центрального лепестка.

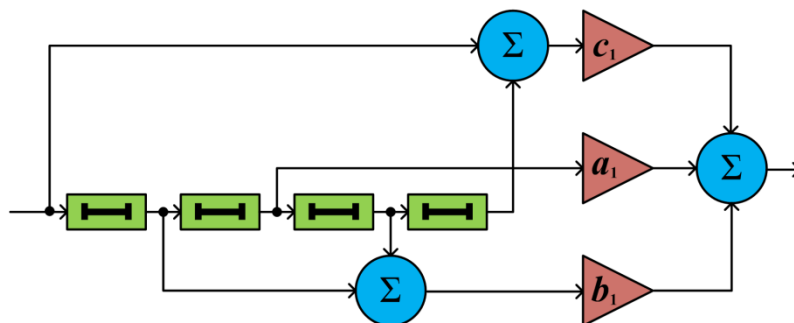


Рис. 9 Структурная схема весового фильтра сжатого ЛЧМ сигнала.

Структурная схема обобщенного весового фильтра для произвольной частоты дискретизации входного сигнала представлена на рисунке 9.

В этом фильтре весовые коэффициенты, в зависимости от параметра l , принимают следующие значения:

- при $l = 1$: $c_1 = 0$; $a_1 = a_0$ и $b_1 = b_0$;
 при $1 < l < 2$: c_1 a_1 и b_1 (см. таблицу 1);
 при $l = 2$: $c_1 = b_0$; $a_1 = a_0$ и $b_1 = 0$.

4. Результаты моделирования

Моделирование весовой обработки сжатых ЛЧМ сигналов выполнялось в среде **Mathcad** с обязательным формированием квадратурных дискретных выборок ЛЧМ сигнала, последующей весовой обработкой предложенным способом и определением модуля результата весовой обработки в логарифмическом масштабе (дБ).

Проверка выполнялась для дискретных сжатых ЛЧМ сигналов с базой 100 и 200 при всех значениях коэффициентов дискретизации, указанных в таблице 1. При этом в данной работе, в качестве доказательной базы, приводятся подробные результаты моделирования весовой обработки сжатых ЛЧМ сигналов с параметром $l = 1,5$ и коэффициентами весового фильтра: $a_1 = 0,369$, $b_1 = 0,240$ и $c_1 = 0,075$.

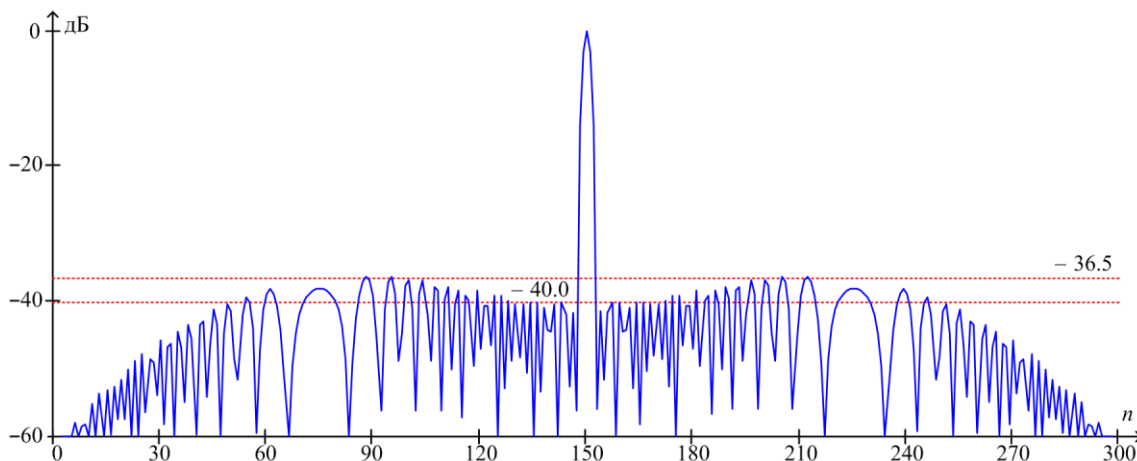


Рис. 10 Модуль сжатого дискретного ЛЧМ сигнала после весовой обработки с базой 100 и частотой дискретизации больше девиации сигнала в 1,5 раза.

В первом варианте, для сжатого ЛЧМ сигнала с базой 100, результат моделирования весовой обработки представлен на рисунке 10.

Сравнивая данный результат с аналогичными результатами для дискретизации с параметром $l = 1$ (см. рисунок 3) можно отметить, что с увеличением коэффициента дискретизации учитываются спектральные составляющие сигнала (см. рисунок 5) в более широкой полосе, поэтому снижаются энергетические потери, а боковые лепестки "давятся" более эффективно.

Во втором варианте, для сжатого ЛЧМ сигнала с базой 200, результат моделирования весовой обработки представлен на рисунке 11.

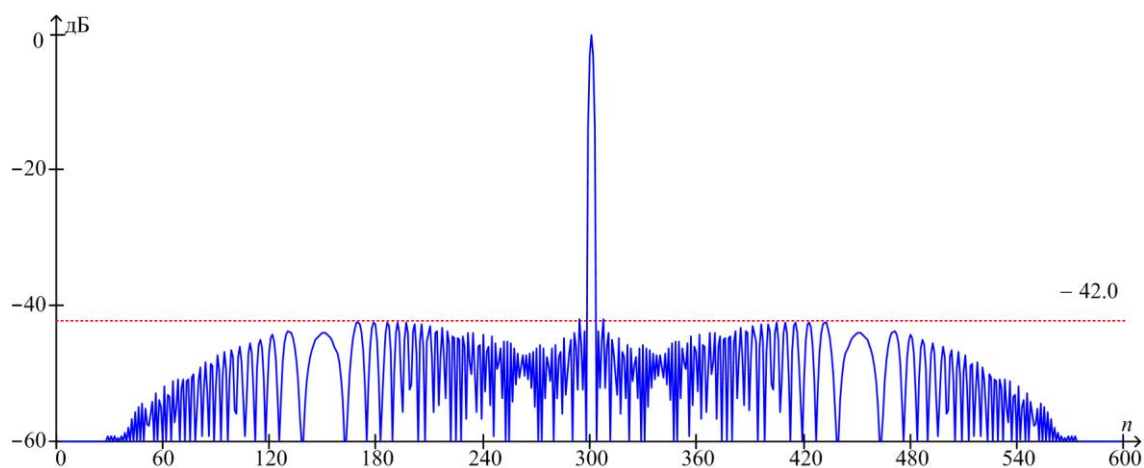


Рис. 11 Модуль сжатого дискретного ЛЧМ сигнала после весовой обработки с базой 200 и частотой дискретизации больше девиации сигнала в 1,5 раза.

Из этого рисунка также следует, что с увеличением базы сигнала, характеристики сжатого сигнала, после весовой обработки, приближаются к идеальным параметрам. При этом в расширенной полосе дискретизации также дополнительно учитываются спектральные составляющие сигнала, это позволяет снизить энергетические потери и обеспечить более низкий уровень боковых лепестков.

Выводы

Предложена структурная схема весового фильтра, и определена аналитическая зависимость численных значений его коэффициентов от частоты

дискретизации, которая позволяет приблизить характеристики фильтра к весовой функции Хэмминга.

Показана возможность его применения для снижения уровня боковых лепестков дискретных сжатых ЛЧМ сигналов во временной области с произвольной частотой дискретизации.

Вычислительная эффективность подтверждается результатами моделирования, при этом число арифметических операций не зависит от базы сигнала, т.е. числа дискретных выборок на всей его длительности.

Литература

1. Современная радиолокация (анализ, расчет и проектирование систем). Пер. с англ. под ред. Кобзарева Ю.Б. – М.: Сов. Радио, 1969. – 704 с.
2. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы /Пер. с англ. Под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. Радио, 1971. – 566 с.
3. Г.З. Аксельрод, К.А. Елагина. Применение сигнала с нелинейной частотной модуляцией для уменьшения потерь обнаружения. Известия вузов России. Радиоэлектроника 2015. Вып. 2.
4. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов /Под редакцией Ю.Н.Александрова. М.: Мир, 1978. 848 с.
5. В. С. Щербаков. Методы и условия преобразования фильтра сжатия линейно модулированных по частоте сигналов к рекурсивному виду. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec17/3/text.pdf>.
6. Трухачев А.А. Радиолокационные сигналы и их применения. - М.: Воениздат, 2005. - 320 с.: ил.
7. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. Учебное пособие для вузов. – М.: Сов. Радио, 1970. – 560 с.
8. Лёзин Ю.С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1986. – 280 с., ил.

Для цитирования:

А. В. Щербаков, В. С. Щербаков. Особенности весовой обработки дискретных сигналов во временной области. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 10. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/oct18/16/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.10.16