

УДК 621.397.5

## **Применение нейропроцессора L1879VM1 для подавления узкополосных помех в системах с шумоподобными сигналами \***

### **Application neuroprocessor L1879VM1 for suppression of narrow-band handicapes in systems using CDMA technology**

ктн Добриков В.А., ктн Сахно И.В.

Dobrikov V.A., Sakhno I.V.

Работа посвящена анализу возможностей по применению отечественного нейропроцессора L1879VM1 для подавления узкополосных гармонических и полигармонических помех в системах с шумоподобными сигналами. Рассматривается реализация алгоритмов подавления помех с учетом особенностей внутренней архитектуры процессора.

Work is devoted to the analysis of opportunities on application domestic neuroprocessor L1879VM1 for suppression of narrow-band harmonious and polyharmonious handicapes in systems using CDMA technology. Realization of algorithms of suppression of handicapes is considered (examined) in view of features of internal architecture of the processor.

В настоящее время при разработке современных связных, радионавигационных и радиолокационных систем все более широкое применение находит технология кодового разделения каналов (CDMA), основанная на использовании непрерывных фазоманипулированных (ФМн) сигналов.

Одним из наиболее уязвимых мест любого приемника ФМн сигналов является его низкая помехоустойчивость по отношению к узкополосным гармоническим и полигармоническим помехам.

По этой причине актуальной является разработка алгоритмов, программных и аппаратных средств, способствующих повышению помехоустойчивости по отношению к данному типу помех.

#### **Выбор элементной базы**

Технические характеристики устройств подавления помех в значительной степени определяются рациональным выбором элементной базы. Одним из возможных путей реализации устройств подавления помех является применение цифровых сигнальных процессоров (ЦСП).

\* Поддержана Советом по грантам Президента РФ, грант № НШ-2355.2003.9

Данный подход наиболее универсален, быстр и доступен с точки зрения разработчика. Программный метод подавления помех в отличие от аппаратных реализаций обеспечивает гибкость на всех этапах разработки и технического сопровождения устройств подавления.

В настоящее время не вызывает сомнений ведущая роль иностранных фирм (таких как Texas Instruments, Lucent Technologies, Analog Devices и Motorola) на рынке цифровых процессоров обработки сигналов. Однако разработка и начало поставок отечественного 64-разрядного нейропроцессора Л1879ВМ1 (производства НТЦ "Модуль", [www.module.ru](http://www.module.ru)), обладающего уникальными возможностями для решения целого ряда прикладных задач в различных областях, позволяет при выборе элементной базы ориентироваться и на отечественного производителя. Несмотря на низкую по современным меркам тактовую частоту, процессор Л1879ВМ1 за счет имеющегося механизма распараллеливания вычислений выглядит достойно на фоне процессоров зарубежных марок с более высокой тактовой частотой и способен превзойти их по отдельным показателям. Не следует забывать и о том, что ориентация на российского производителя микропроцессорной техники важна с точки зрения обеспечения технологической безопасности и минимизации рисков в связи с изменениями экономической ситуации и политической обстановки. Это особенно актуально для изделий двойного применения.

Процессор Л1879ВМ1 представляет собой высоко-производительный "dual-core" микропроцессор со смешанной VLIW/SIMD архитектурой. В его состав входят 32-разрядное RISC ядро и 64-разрядный векторный сопроцессор, выполняющий операции векторной арифметики над данными с программируемой разрядностью от 1 до 64 бит. Тактовая частота 40 МГц. Потребляемая мощность ~1,3 Вт при напряжении питания 3,3 В. Диапазон рабочих температур:  $-60 \dots +85^{\circ}$  С. Отличительной особенностью векторного сопроцессора является наличие в его составе рабочей матрицы — операционного узла, в котором осуществляются операции умножения с накоплением [2].

Уникальные технические характеристики процессора, перспективы появления его следующей более производительной версии Л1879ВМ2, наличие программных и аппаратных средств поддержки разработчика дают основание выбрать отечественный нейропроцессор Л1879ВМ1 для реализации на его базе устройств подавления помех.

## **Подавление помех в спектральной области**

Одним из наиболее эффективных является метод подавления помех в спектральной области с использованием алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Основные преимущества подавления помех в спектральной области сводятся к следующему:

- удастся реализовать прямоугольную АЧХ, обеспечивающую полное подавление гармоник помехи в полосе заграждения без искажения сигнала в полосе пропускания;
- не вызывает трудностей подавление узкополосных помех высокого уровня без расширения полосы заграждения, приводящего к появлению искажений в полезном сигнале.

Имеется и ряд особенностей борьбы с гармоническими и полигармоническими помехами в системах с ФМн сигналами:

- помеха, как правило, значительно превышает уровень полезного сигнала и уровень собственных шумов приемника;
- уровень полезного сигнала находится существенно ниже уровня собственных шумов приемника;
- после прохождения смеси сигнала и помехи через устройство подавления не допустимы искажения фазы полезного сигнала.

В [6] приводится один из возможных алгоритмов подавления помех - FADP алгоритм (Frequency Amplitude Domain Processing). Структурная схема FADP алгоритма, основной особенностью которого является сохранение фазы сигнала при обработке в спектральной области, приведена на рисунке 1. В блоке 2 выполняется преобразование комплексного сигнала из алгебраической в экспоненциальную форму представления. Дальнейшая обработка сигнала выполняется только в амплитудном канале, а в фазовом канале сигнал передается без изменений. В блоке 3 выполняется обратное преобразование из экспоненциальной в алгебраическую форму представления отсчетов сигнала.

Для подавления помех рассматриваемым методом необходима реализация алгоритма анализа спектра входного сигнала (детектирование помехи), а также прямого и обратного алгоритмов БПФ. Указанные алгоритмы выполняются либо в постобработке, либо в реальном масштабе времени в зависимости от решаемой задачи.

Обычно, для снижения вычислительных затрат N-точечного ДПФ на практике широко используются различные вариации алгоритма БПФ по основанию 2 [1], которые минимизируют количество операций умножения. Однако для векторного нейропроцессора Л1879ВМ1 минимизация количества умножений становится несущественной [2,3]. Напротив, одновременно (параллельно) выполняемые умножения позволяют использовать процессор наиболее эффективно. Распараллеливание вычислений при реализации ДПФ достигается применением алгоритмов БПФ с более высокими основаниями и их возможными комбинациями [3,4,5].

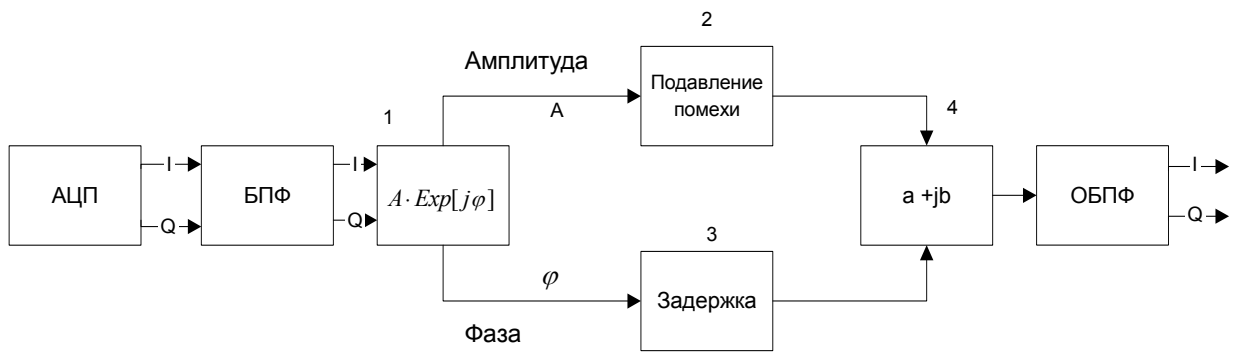


Рисунок 1. Структурная схема FADP-алгоритма

При выборе основания алгоритма БПФ необходимо одновременно учесть несколько факторов:

- диапазон входных и выходных данных;
- точность результатов вычислений;
- время выполнения алгоритма, характеризующее общую производительность.

Вопросы особенностей реализации алгоритмов БПФ на процессоре Л1879ВМ1 с анализом точности и производительности рассмотрены в [3,5].

Обобщенная структурная схема устройства подавления в составе приемного устройства ФМн сигналов приведена на рисунке 2.

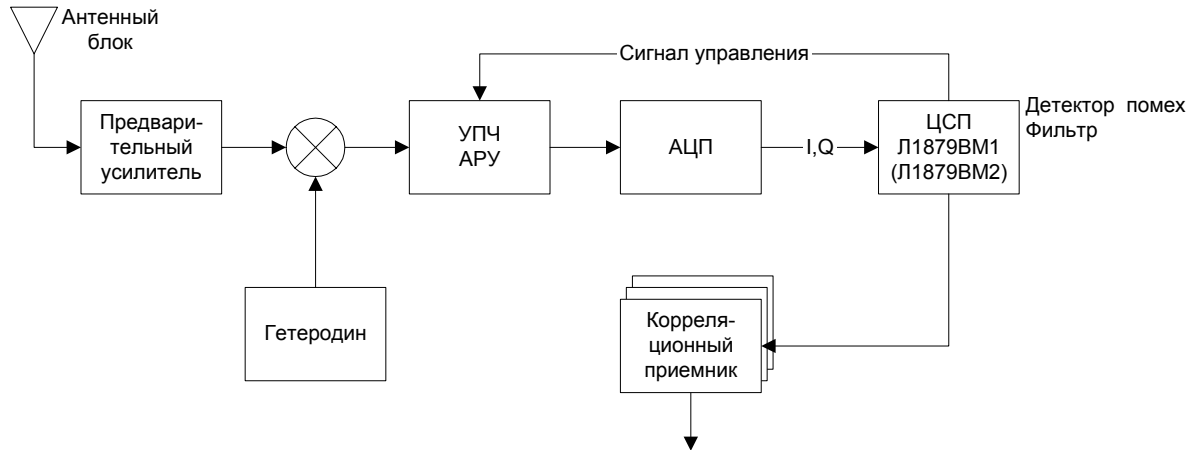


Рисунок 2. Упрощенная структурная схема приемника с устройством подавления на основе ЦСП.

Процессор в данном случае выполняет решение следующих задач:

- обнаружение (детектирование) помех и определение их параметров;
- формирование требуемой АЧХ фильтра;
- подавление помех.

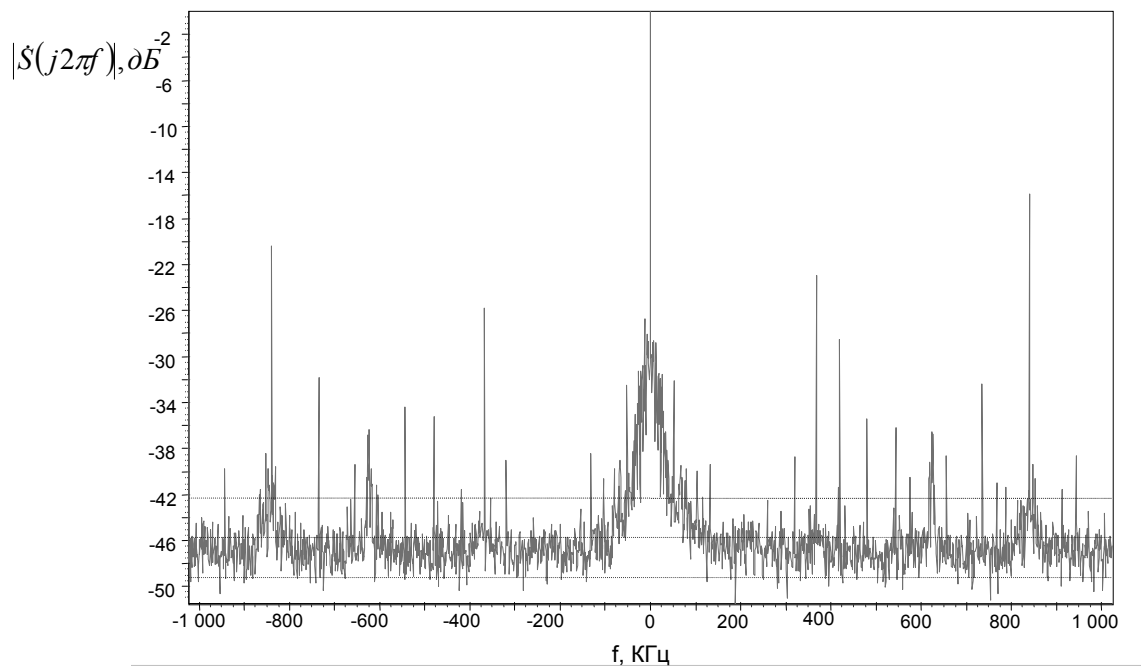


Рисунок 3. Вид спектра на входе приемника ФМн сигнала в полосе  $\pm 1$  МГц, при воздействии полигармонической помехи.

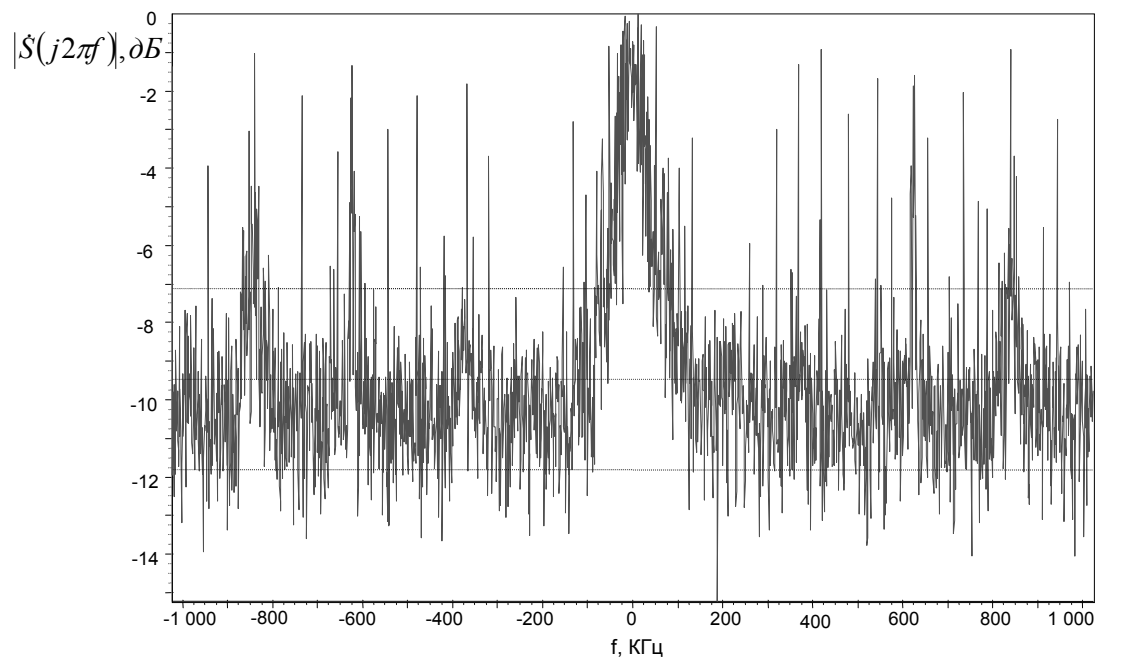


Рисунок 4. Вид спектра на входе приемника ФМн сигнала в полосе  $\pm 1$  МГц, после подавления полигармонической помехи с использованием FADP алгоритма.

На рисунках 3 и 4 представлены результаты подавления преднамеренной полигармонической помехи с использованием FADP алгоритма.

Из графика на рисунке 3 видно, что уровень основной гармоники помехи, которая близка к несущей, составляет величину порядка 46 дБ относительно уровня собственных

шумов приемника. После применения алгоритма подавления в спектральной области остаточный уровень гармоник помехи не превышает уровня 10 дБ. Это означает, что уровень подавления превысил величину порядка 30...35 дБ.

### **Подавление помех во временной области**

Подавление узкополосных и полигармонических помех во временной области целесообразно выполнять в том случае, если вычислительных ресурсов не хватает для прямого и обратного БПФ в требуемом масштабе времени.

К основным недостаткам устройств подавления помех во временной области относятся следующие:

- фильтрация сигнала выполняется запаздыванием, зависящим от порядка фильтра;
- не удается реализовать “идеальную” АЧХ, обеспечивающую полное подавление частот в полосе заграждения без искажения сигнала в полосе пропускания, ошибки аппроксимации АЧХ увеличиваются по мере уменьшения порядка фильтра.

Основными элементами устройства подавления помех во временной области являются упоминавшийся ранее детектор помех, блок расчета весовых коэффициентов и цифровой фильтр.

“Идеальная” АЧХ фильтра формируется на основе информации, получаемой от детектора помех. Далее выполняется расчет импульсной характеристики фильтра с использованием обратного преобразования Фурье от “идеальной” АЧХ. В соответствии с выбранным порядком фильтра  $N_f$  часть отсчетов импульсной характеристики отбрасывается, оставшаяся часть представляет собой искомые коэффициенты фильтра. Для ослабления эффекта Гиббса отсчеты импульсной характеристики умножаются на заранее рассчитанные коэффициенты, соответствующие выбранному типу окна.

Цифровой фильтр реализуется либо в виде режекторного фильтра, либо в виде полосового фильтра с выделением помехи и последующим вычитанием ее из входного сигнала. Принципиальным является использование фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ). В этом случае обеспечивается линейность ФЧХ фильтра, а, следовательно, и постоянство группового времени задержки (ГВЗ) сигнала на всех частотах.

Принцип действия фильтра устройства подавления помех заключается в следующем. Входной сигнал содержит полезную ФМн составляющую, тепловые шумы и помеху. ФМн сигнал и тепловые шумы широкополосны и шумоподобны, предсказать их поведение по предыдущим отсчетам не представляется возможным. Напротив, параметры помехи, которая рассматривается как узкополосный сильно коррелированный процесс, можно

оценить и прогнозировать в будущем. После вычитания прогнозируемого значения помехи из входного сигнала на выходе фильтра остается полезный сигнал и тепловой шум.

На рисунке 5 приведена схема двустороннего полосового КИХ фильтра выделения узкополосных помех. Если полагать, что на входе действует ФМн сигнал в смеси с белым шумом, то отсчеты на отводах линии задержки слабо коррелированы. Тогда для достижения минимальных искажений ФМн сигнала необходимо, чтобы все коэффициенты в отводах линии задержки были равны нулю. Если же на входе действует узкополосная сильно коррелированная помеха, то весовые коэффициенты должны быть настроены таким образом, чтобы было предсказано такое значение смеси полезного сигнала и помехи, при котором остаточная погрешность имела бы минимальное значение.

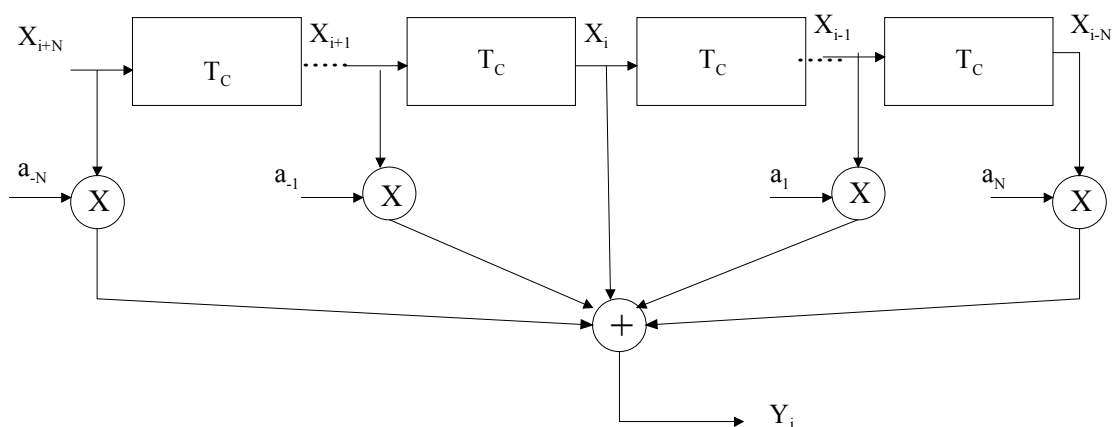


Рисунок 5. Схема двустороннего КИХ фильтра

Качество подавления помехи улучшается по мере увеличения количества отводов линии задержки (порядка фильтра  $N_\phi$ ). Предельный случай соответствует ранее рассмотренному спектральному методу подавления.

Время вычислений зависит от порядка фильтра  $N_\phi$  (числа звеньев) и производительности устройства, на котором реализован фильтр. Каждое звено при реализации требует выполнения одной операции умножения с накоплением (МАС). Ограничением при реализации фильтра в реальном масштабе времени является необходимость завершения вычислений за шаг дискретизации, что и определяет требования к тактовой частоте устройства

### **Особенности реализации алгоритмов подавления помех на процессоре Л1879ВМ1**

Особенности выполнения алгоритмов БПФ на процессоре Л1879ВМ1 приведены в [3,5], поэтому далее проанализируем только возможности реализации КИХ фильтров. Для простоты рассмотрим фильтр 16 порядка, полагая, что обрабатываются 8-ми битные квадратурные отсчеты входного сигнала.

Отсчеты входного сигнала  $S(t)$  подадим на вход  $X$  векторного сопроцессора, а комплексные весовые коэффициенты фильтра  $h(t)$  запишем непосредственно в весовую (рабочую) матрицу после программного разбиения последней на 8 строк и 4 столбца (рисунок 6). В ячейках выходных регистров 1,2,3 и 4 сохраняются результаты промежуточных вычислений  $R_{ij}$ , где  $i$  - номер ячейки, а  $j$  - номер процессорного такта.



Рисунок 6. Схема организации вычислений при синтезе КИХ фильтра 16 порядка.

Во время первого такта на вход  $X$  векторного сопроцессора одновременно поступают первые 8 отсчетов синфазной составляющей  $S_S[i]$ ,  $i=1...8$  входного комплексного сигнала. За один процессорный такт выполняется операция умножения с накоплением (МАС) и в ячейках 1 и 2 выходных регистров сохраняется результат этой операции

$$R_{11} = \sum_{i=1}^8 (S_S[i \cdot \Delta t] \times h_s[i \cdot \Delta t]) |_{1\text{-й такт}}$$

и

$$R_{21} = \sum_{i=1}^8 (S_S[i \cdot \Delta t] \times h_c[i \cdot \Delta t]) |_{1\text{-й такт}}$$

Содержимое ячеек 1 и 2 затем сохраняется во внешней памяти, а содержимое ячеек 3 и 4 после первого такта игнорируется.

Во время второго такта процессора на вход поступают первые 8 отсчетов квадратурной составляющей  $S_C[i]$ ,  $i=1...8$  входного комплексного сигнала. Выполняется операция МАС и в ячейках 1 и 2 выходных регистров сохраняется результат этой операции

$$R_{12} = \sum_{i=1}^8 (S_C[i \cdot \Delta t] \times h_s[i \cdot \Delta t]) |_{2\text{-й такт}}$$

и

$$R_{22} = \sum_{i=1}^8 (S_C[i \cdot \Delta t] \times h_C[i \cdot \Delta t]) |_{2\text{-й такт}}$$

Содержимое ячеек 1 и 2 затем также сохраняется во внешней памяти, а содержимое ячеек 3 и 4 после второго такта игнорируется.

Во время третьего такта процессора обрабатываются следующие 8 отсчетов синфазной составляющей  $S_S[i]$ ,  $i=9...16$  входного комплексного сигнала (рисунок 6). Выполняется операция МАС и в ячейках 3 и 4 выходных регистров сохраняется результат этой операции

$$R_{33} = \sum_{i=9}^{16} (S_S[i \cdot \Delta t] \times h_S[i \cdot \Delta t]) |_{3\text{-й такт}}$$

и

$$R_{43} = \sum_{i=9}^{16} (S_C[i \cdot \Delta t] \times h_C[i \cdot \Delta t]) |_{3\text{-й такт}}$$

Содержимое ячеек 1 и 2 после третьего такта игнорируется.

После четвертого такта в ячейках 3 и 4 выходных регистров аналогично предыдущим формируются значения

$$R_{34} = \sum_{i=9}^{16} (S_C[i \cdot \Delta t] \times h_S[i \cdot \Delta t]) |_{4\text{-й такт}}$$

и

$$R_{44} = \sum_{i=9}^{16} (S_C[i \cdot \Delta t] \times h_C[i \cdot \Delta t]) |_{4\text{-й такт}}$$

Содержимое ячеек 1 и 2 после четвертого такта игнорируется.

Далее формируется комплексный отсчет на выходе фильтра

$$\dot{S}_{БЛХ}[k] = [R_{11} + R_{33} - R_{22} - R_{44}] + j[R_{21} + R_{12} + R_{43} + R_{34}].$$

Затем перед началом формирования следующего отсчета на входе фильтра необходимо выполнить циклический сдвиг отсчетов входного сигнала также с использованием векторного сопроцессора. Процессор в рассматриваемом случае работает с упакованными 8-ми разрядными данными, а минимальная разрядность адресуемого слова составляет 32 разряда [2]. Технология выполнения данной операции подробно описана в [4] и для фильтра 16 порядка потребует дополнительно 8 процессорных тактов.

Всего для формирования одного отсчета на выходе фильтра потребуется не более 5 процессорных тактов без учета операции циклического сдвига отсчетов входных данных.

Длительность одного процессорного такта для Л1879ВМ1 25нс (для Л1879ВМ2 - 6.6 нс), следовательно общее время формирования одного отсчета на выходе фильтра составит 125 нс.

На рисунках 7 и 8 представлены результаты фильтрации ФМн сигнала при наличии гармонической помехи. На рисунке 7 изображен спектр сигнала на входе цифрового фильтра. На частоте 420 кГц наблюдается узкополосная гармоническая помеха, превышающая по уровню сигнал на величину около 17 дБ. Параметры цифрового фильтра выбирались исходя из необходимости подавления помехи указанного уровня. На рисунке 8 представлен спектр выходного сигнала фильтра после подавления помехи. Для подавления помехи применялся КИХ фильтр 16-го порядка с полосой подавления около 160 кГц, для уменьшения эффекта Гиббса использовалось окно Кайзера с параметром настройки  $\beta=2.5$ .

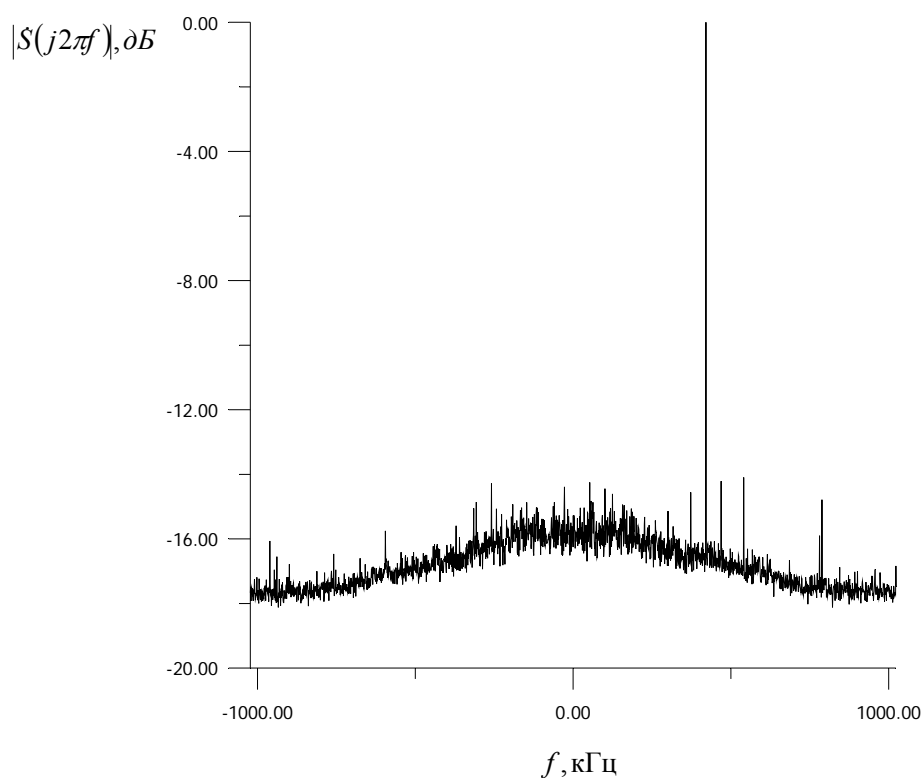


Рисунок 7. Спектр на входе приемного устройства ФМн сигнала при воздействии гармонической помехи с относительным уровнем ~ 16 дБ.

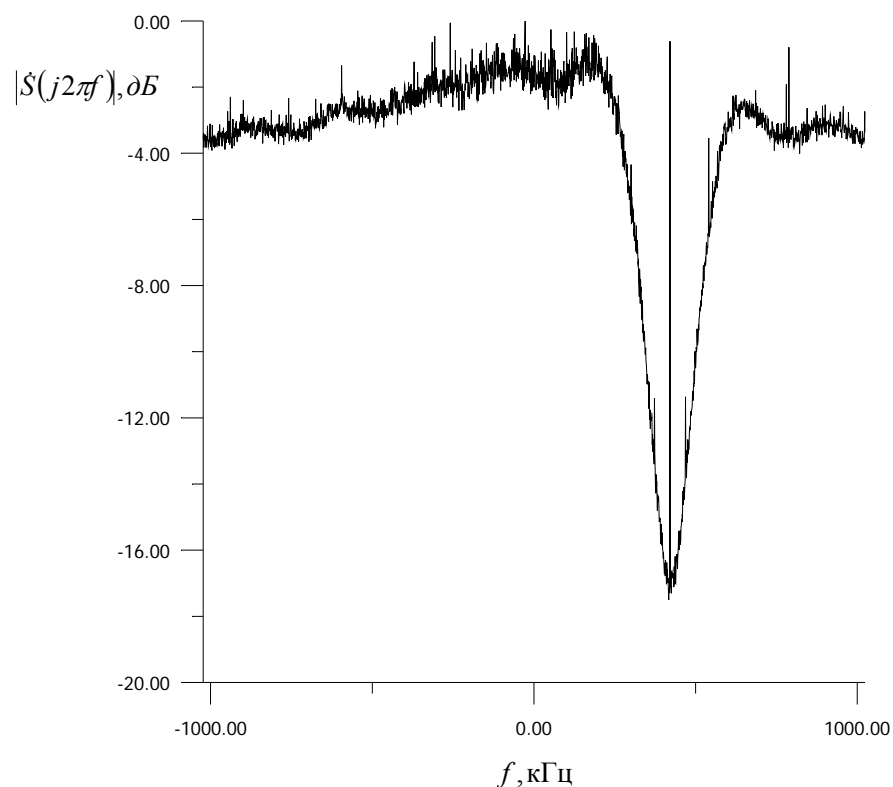


Рисунок 8. Спектр на входе приемного устройства ФМн сигналов после подавления сигнала гармонической помехи при помощи фильтра 16 порядка.

### Заключение

Таким образом, в работе рассмотрены два основных метода подавления гармонических и полигармонических помех. Показано, что подавление указанных типов помех на базе нейропроцессора Л1879ВМ1 может быть реализовано как частотной, так и во временной областях. Спектральные методы обеспечивают лучшие характеристики подавления, однако они требуют больших вычислительных затрат процессора и могут быть использованы пока в сравнительно узкополосных системах реального времени или на этапе постобработки широкополосных сигналов. При использовании методов подавления во временной области в выходной сигнал фильтра вносится больше искажений и требуется меньше вычислительных ресурсов. Эти методы могут быть использованы для повышения помехоустойчивости современных систем реального времени с ФМн сигналами. По мере повышения производительности нейропроцессора качество реализации временных фильтров реального времени будет приближаться к характеристикам фильтров в частотной области.

## Литература.

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. / Под ред. Ю.Н. Александрова. — М.: Мир, 1978. — 848 с.: ил.
2. “Нейропроцессор NM6403. Введение в архитектуру” М.: НТЦ ”Модуль”, 1998. (<http://www.module.ru/files/nm6403ao11b-r.pdf>)
3. Организация параллельных вычислений в алгоритмах БПФ на процессоре NM6403 Кашкаров В.А., Мушкаев С.В. НТЦ “Модуль”, г. Москва (Журнал ЦОС)
4. “Первые шаги в разработке программ для NM6403” М.: НТЦ ”Модуль”, 1998. (<http://www.module.ru/files/GettingStarted.pdf>)
5. Сахно И. В., Харченко А. В., Гаврилов Д. А. Применение нейропроцессора Л1879ВМІ для цифровой обработки сигналов РЛС обзора Земной поверхности. "НЕЙРОКОМПЬЮТЕРЫ" : РАЗРАБОТКА, ПРИМЕНЕНИЕ № 5-6, 2004.
6. Rene Jr. Landry, Mono-ASIC anty-jamming technology for GPS receivers using FADP filter. 8-th Saint Petersburg international conference on integrated navigation systems, 28-30 may 2001, Russia, p.p.251...260.