

И. Г. ДЕЙНЕКА, Д. А. ЕГОРОВ, А. А. МАКАРЕНКО, М. В. МЕХРЕНЬГИН

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ВЫХОДНЫХ ДАННЫХ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ГИРОСКОПА

Описываются особенности понижения частоты дискретизации выходных данных волоконно-оптического гироскопа (ВОГ). В частности, рассмотрено явление наложения спектров. Дано решение задачи понижения частоты выдачи выходных данных ВОГ различными методами. Выяснено, что используемый в настоящее время в опытном образце ВОГ метод не является оптимальным для решения поставленной задачи. Предложен новый метод, основанный на использовании каскада фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтров). Сравнение методов продемонстрировало ряд преимуществ предлагаемого метода перед существующими.

Введение

В последние годы в области навигационного приборостроения много внимания уделяется волоконно-оптическим гироскопам (ВОГ) как альтернативе гироскопам с вращающимся ротором [1-7]. Одной из актуальных проблем современной оптической гироскопии является повышение точности ВОГ без значительного увеличения габаритов чувствительной оптоволоконной катушки [8-11].

В этой связи достаточно важными являются корректность обработки полезного сигнала и фильтрация выходных данных ВОГ. При использовании выходных данных ВОГ в навигационном алгоритме бесплатформенных инерциальных навигационных систем (БИНС) не должно проявляться нежелательных искажений, снижающих потенциальную точность системы.

Рассмотрим интерферометрический цифровой ВОГ с замкнутой схемой обработки сигнала [2, 3, 10, 11]. В БИНС обычно используются три ВОГ, которые устанавливаются взаимно ортогонально на жестком каркасе бесплатформенного инерциального модуля (БИМ). В составе ВОГ есть плата цифровой обработки сигнала (ЦОС). Информация с фотоприемного устройства ВОГ служит сигналом ошибки для обратной связи, целью которой является возврат рабочей точки интерферометра на линейный участок. Этот сигнал после прохождения аналого-цифрового преобразователя (АЦП) попадает на программируемую логиче-

Дейнека Иван Геннадьевич. Аспирант Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики (Университет ИТМО) (С.-Петербург).

Егоров Дмитрий Александрович. Ведущий инженер ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор» (С.-Петербург).

Макаренко Александр Александрович. Кандидат технических наук, доцент Университета ИТМО.

Мехреньгин Михаил Викторович. Аспирант Университета ИТМО.

скую интегральную схему (ПЛИС), входящую в состав платы ЦОС. В ПЛИС в блоке вычисления так называемой «подставки» (сигнала, величина которого несет информацию о проекции скорости вращения основания, где установлен ВОГ, на его ось чувствительности) выполняется обработка информации, поступающей с АЦП. Частота съема данных с АЦП – порядка 120 кГц. Для каждого ВОГ частота уникальна и зависит от длины волокна в катушке. Полученное значение «подставки» поступает на блок выдачи данных, который ожидает запроса от платы вычислителя БИНС – микроконтроллера обмена данными с потребителем (МК ОП). Блок-схема формирования выходных данных ВОГ по запросу МК ОП показана на рис.1. Запросы приходят с частотой порядка 100 Гц (типовая частота для решения навигационных задач для морских БИНС, которая определяется динамикой движения объекта и требуемым уровнем точности системы). Необходимость понижения частоты дискретизации возникает, в частности, из-за недостаточного быстродействия МК ОП, решающего навигационную задачу и реализованного на цифровом сигнальном процессоре. Кроме того, динамика объекта не требует больших частот обработки данных, и полезная информация от ВОГ лежит в полосе низких частот.

Задача блока выдачи данных заключается в том, чтобы понизить частоту дискретизации данных со 120 кГц до 100 Гц и при этом подавить избыточную информацию и шумы, а также обеспечить минимальную временную задержку сигнала и минимальные фазовые искажения.

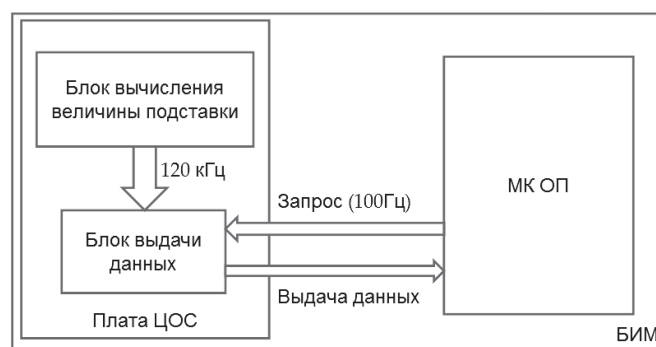


Рис. 1. Блок-схема формирования выходных данных ВОГ по запросу МК ОП

Методы понижения частоты дискретизации данных и их недостатки

Существуют три основных метода понижения частоты дискретизации данных [12]:

- децимация (прореживание) данных;
- усреднение данных;
- использование цифровых фильтров.

Децимация данных заключается в удалении отсчетов из исходного сигнала. Например, за каждый такт расчетов с частотой 100 Гц из 1200 полученных отсчетов необходимо отбрасывать 1199 отсчетов и один оставшийся пропускать на выход. Недостаток такого метода заключается в значительной потере полезной информации. К тому же не учитывается явление наложения спектров (появления ложных частотных составляющих в спектре выходного сигнала, если в спектре исходного (прореживаемого) сигнала содержатся частоты, превышающие половину новой частоты дискретизации) [13].

Следующий метод заключается в усреднении данных, и именно он применялся для решения поставленной задачи до настоящего времени. Для реализации алгоритмов обработки сигнала ВОГ на базе ПЛИС использовалось программное обеспечение (ПО) Quartus II компании Altera [14]. На рис. 2 показан блок программы обработки, выполняющий усреднение сигнала.

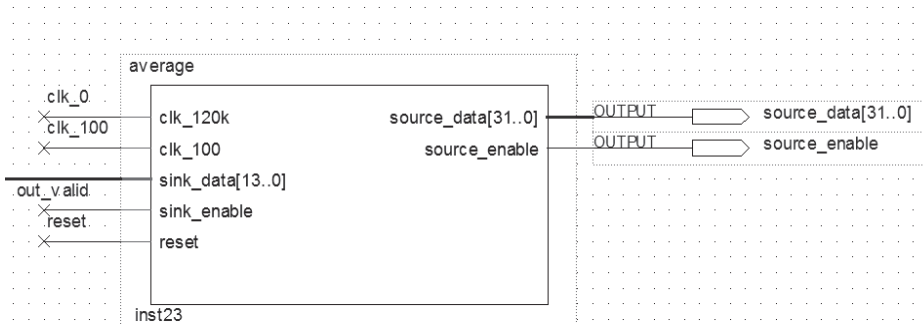


Рис. 2. Блок выдачи данных с усреднением выходного сигнала

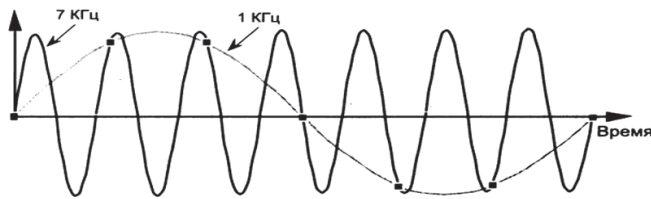


Рис. 3. Дискретизируемый сигнал

Блок аккумулирует поступающие с частотой 120 кГц данные в буфере и в момент запроса от МК ОП вычисляет среднее значение по всем отсчетам в буфере и посылает его на выход. Этот

метод выгоден с точки зрения использования минимума ресурсов ПЛИС, но у него есть существенный недостаток – он не учитывает явление наложения спектров.

Рассмотрим подробнее проблему наложения спектров. Предположим, имеется восемь отсчетов дискретизируемого сигнала, показанных точками на рис. 3. Очевидно, что через эти точки можно построить синусоиды разных частот, например 1, 7 кГц и т.д. Этот пример наглядно показывает, почему в спектре сигнала после дискретизации появляются копии.

Если дискретизировать синусоиду 1 кГц, например, частотой $f_s = 6$ кГц, копии спектров окажутся разнесенными на частоту дискретизации f_s (в данном случае они появятся на частотах 7, 13, 19 кГц и т.д.).

Эта особенность спектра дискретного сигнала приводит к необходимости решения проблемы наложения спектров. Допустим, сигнал имеет верхнюю частоту в спектре, равную B . Если выбрать частоту дискретизации $f_s > 2B$, то дискретизированный спектр будет выглядеть так, как показано на рис. 4. В этом случае будут выполнены условия теоремы Котельникова [12, 13], и поэтому эффекта наложения спектров не произойдет.



Рис. 4. Спектр дискретизированного сигнала без эффекта наложения

Но, если, например, уменьшить частоту f_s до $1,5B$, то нарушится условие теоремы Котельникова, копии спектров сдвинутся и наложатся друг на друга. Произойдет сложение составляющих одного и того же сигнала, что приведет к его искажению (рис. 5).

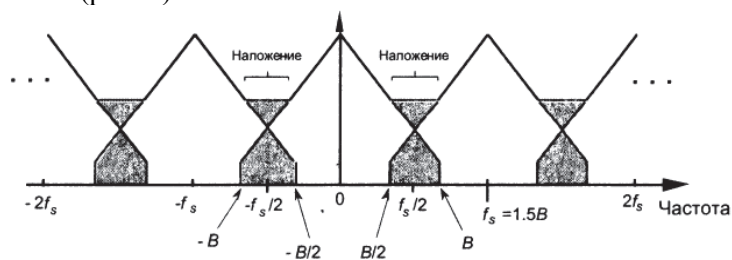


Рис. 5. Спектр дискретизированного сигнала в случае эффекта наложения

Если вернуться к нашей задаче, то можно рассмотреть такой способ усреднения, как фильтрацию сигнала по алгоритму скользящего среднего. Из теории цифровой обработки сигналов известно, что фильтр «скользящее среднее» оптимален для ослабления случайного шума, то есть шума, равномерно распределенного во всей полосе частот [16]. При решении задачи подавления высокочастотных шумов в спектре сигнала фильтр «скользящее среднее» имеет худшие характеристики, чем специализированные фильтры нижних частот. Соответственно, высокочастотные помехи складываются и искажают полезный сигнал. Исходя из этого, использование ФНЧ оптимально для решения поставленной задачи. В случае использования одного ФНЧ для понижения частоты дискретизации со 120 кГц до 100 Гц и фильтрации высокочастотных шумов необходимо использовать фильтр с 1200 коэффициентами, что достаточно сложно в реализации и потребует значительных ресурсов ПЛИС. Поэтому в работе описан метод использования каскада цифровых ФНЧ.

Использование каскада цифровых фильтров для корректного решения задачи понижения частоты дискретизации

Чтобы избавиться от описанных выше проблем и корректно понизить частоту дискретизации выходного сигнала ВОГ, было предложено использовать каскад цифровых фильтров нижних частот (ЦФНЧ) с идентичными амплитудно-частотными (АЧХ) и фазочастотными (ФЧХ) характеристиками, а также интерполятор.

Существует особый вид фильтров – полуполосные фильтры с конечно-импульсной характеристикой (КИХ-фильтры) [12, 15]. Каждый второй отсчет импульсной характеристики такого фильтра, кроме центрального отсчета, равен нулю. Это позволяет сократить количество умножений при реализации такого фильтра в два раза, а значит, упрощается реализация таких фильтров на ПЛИС. Подобные фильтры часто применяются в случаях, когда требуется эффективная фильтрация для защиты от наложения спектров при изменении частоты дискретизации данных. Полуполосный фильтр является идеальным инструментом для многоступенчатой реализации с понижением частоты дискретизации на каждой ступени в два раза. Вид АЧХ и ФЧХ предлагаемых фильтров представлен на рис. 6, вид импульсной характеристики – на рис. 7. При использовании такого ФНЧ может достигаться линейность ФЧХ.

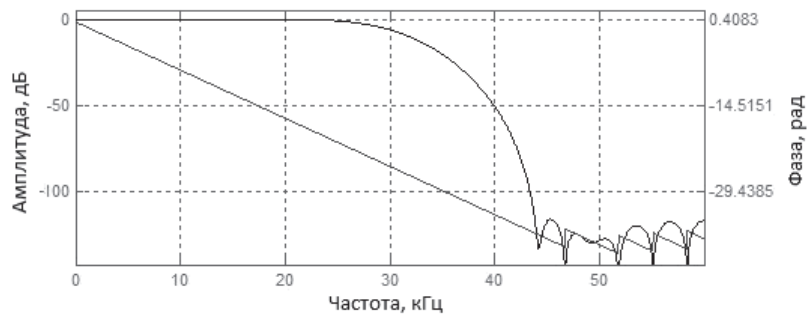


Рис. 6. АЧХ (верхняя кривая) и ФЧХ (нижняя кривая) полуполосного КИХ-фильтра

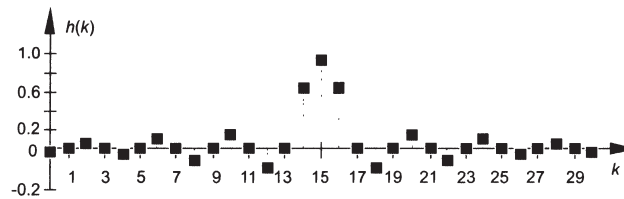


Рис. 7. Импульсная характеристика полуполосного КИХ-фильтра

На рис. 8 показаны последовательность применения каскада из 11 ЦФНЧ и результирующее значение пониженной частоты дискретизации. Каждый последующий фильтр каскада работает на частоте в два раза ниже частоты предыдущего. Таким образом, на каждом этапе сигнал ограничивается по полосе частот и в два раза понижается частота дискретизации без нарушения условий теоремы Котельникова. При использовании 11 таких ФНЧ полоса частот в конечном итоге сужается почти до 30 Гц, а частота дискретизации уменьшается примерно до 59 Гц без искажения полезных данных. Если нужна более высокая частота дискретизации сигнала (например, 100 Гц), то можно обойтись каскадом из 10 ЦФНЧ вместо 11. Таким способом решается первая часть поставленной задачи – предотвращение появления ВЧ-шумов и искажений в полезном сигнале. При этом соотношение сигнал/шум увеличивается из-за того, что шумы лежат главным образом в области высоких частот и подавляются, а полезный сигнал лежит в области частот, практически не затрагиваемой фильтрами.

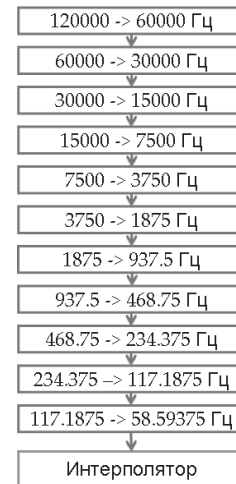


Рис. 8. Последовательность понижения частоты дискретизации выходного сигнала

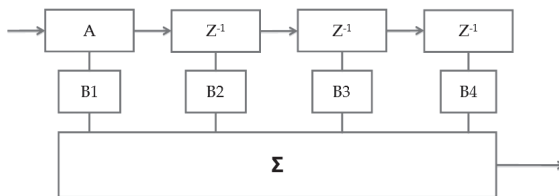


Рис. 9. Структура интерполятора

После применения описанной выше фильтрации необходимо свести к минимуму временную задержку между приходом запроса от вычислителя и посылкой ответа на запрос.

Для решения этой задачи можно использовать интерполятор, имеющий структуру, как показано на рис 9. На этом рисунке Σ – сумматор, Z^{-1} – элемент задержки, А – незадержанное значение сигнала, B1...B4 – коэффици-

енты интерполирующего полинома. Идея интерполяции заключается в нахождении промежуточных (дополнительных) значений между отсчетами. Полиномиальная интерполяция более точно описывает изменение сигнала между отсчетами, чем линейная, и характеристика получается более гладкой. В данном случае для нахождения промежуточного значения используются четыре отсчета (на частоте 120 кГц).

Использование выбранного интерполятора позволит обеспечить временную задержку на выдачу сигнала не более 10 мс (равную интервалу выдачи информации при частоте выдачи выходного сигнала 100 Гц) без существенного искажения информации.

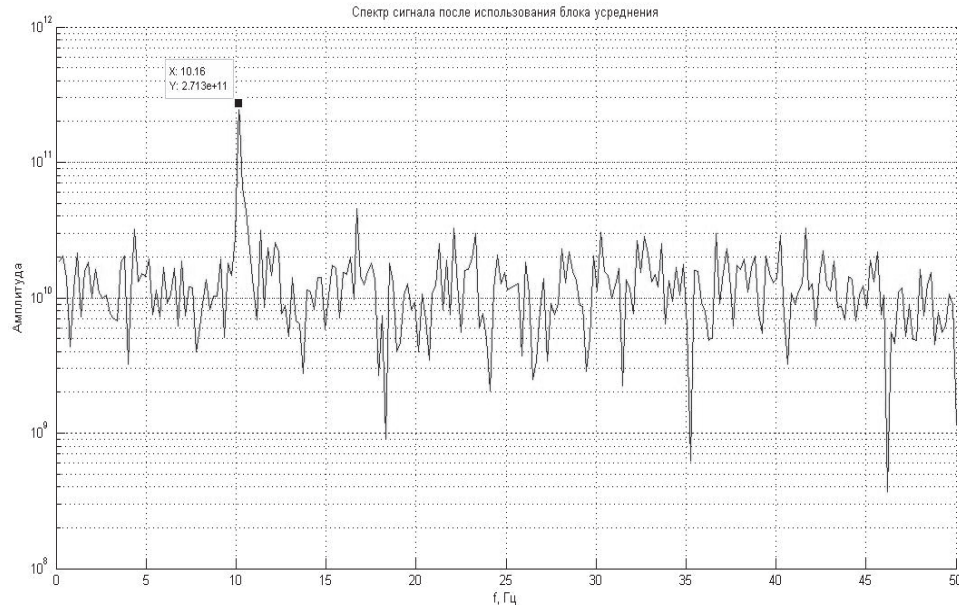


Рис. 10. Вид спектра сигнала после использования блока усреднения (амплитуда по оси ординат – в относительных единицах)

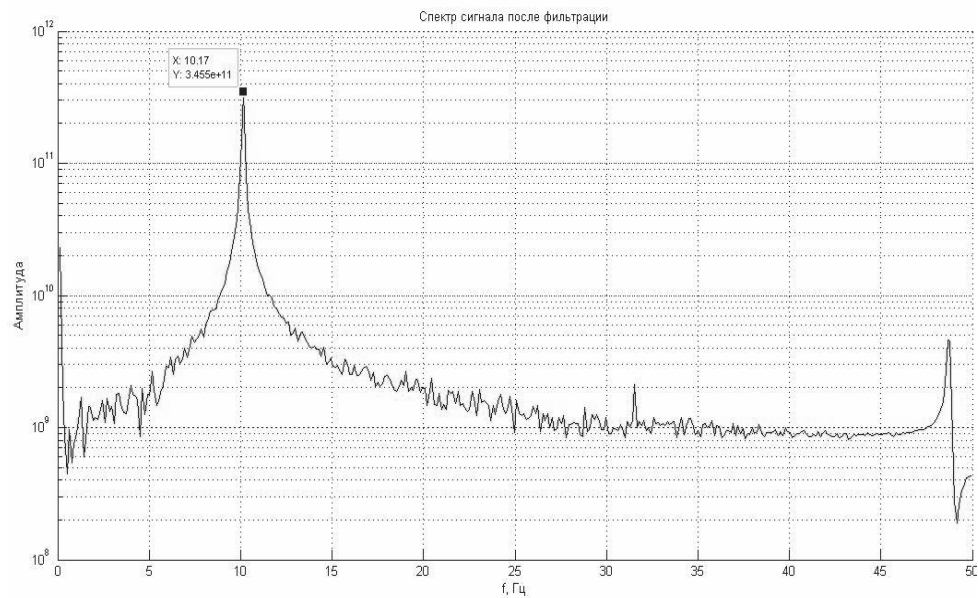


Рис. 11. Вид спектра сигнала после использования каскада ФНЧ с последовательным понижением частоты дискретизации

Сравним результаты реализации этих методов (метода усреднения и метода с использованием каскадной фильтрации). Для проверки работы метода была реализована следующая схема на ПЛИС семейства Cyclone IV: на вход блока фильтрации (реализующего либо функцию усреднения сигнала, либо предложенный способ фильтрации с использованием цепочки ФНЧ и интерполятора) подавали синусоидальный сигнал с частотой 10 Гц, на который был наложен белый шум во всей полосе частот. Частота дискретизации при этом была 120 кГц. На рис. 10 показан спектр выходного сигнала после использования метода усреднения, а на рис. 11 – спектр сигнала после фильтрации каскадом ФНЧ.

Анализ показывает, что соотношение сигнал/шум улучшилось примерно на порядок. Таким образом, предложенный метод понижения частоты дискретизации подтвердил свою эффективность.

Заключение

Были проанализированы возможные методы понижения частоты дискретизации выходного сигнала ВОГ, отмечены их преимущества и недостатки. Показано, что использование усреднения приводит к эффекту наложения спектров и искажению выходного сигнала.

Предложен метод последовательного понижения частоты дискретизации с использованием каскада из нескольких идентичных полуполосных ЦФНЧ, позволяющий устранить явление наложения спектров. Это, в свою очередь, позволит избежать искажения навигационных данных в БИНС.

Использование интерполятора наряду с каскадом фильтров обеспечит задержку на выдачу сигнала в вычислитель БИНС на уровне 10 мс без искажения навигационной информации.

Результаты эксперимента показали увеличение соотношения сигнал/шум в 10 раз и тем самым подтвердили эффективность предложенного метода.

Работа выполнена совместно Университетом ИТМО и ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор» при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (договор № 02.G25.31.0044).

ЛИТЕРАТУРА

1. Лукьянов, Д.П. Лазерные и волоконно-оптические гироскопы: Состояние и тенденции развития // Гироскопия и навигация. - 1998. - № 4(23). - С.20-45.
2. Мешковский И.К., Стригалева В.Е., Дейнека Г.Б., Пешехонов В.Г., Несенюк Л.П. Трехосный волоконно-оптический гироскоп для морских навигационных систем // XVI Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам. - СПб, ЦНИИ «Электроприбор». - 2009. - С. 7-12.
3. Мешковский И.К., Стригалева В.Е., Дейнека Г.Б., Пешехонов В.Г., Несенюк Л.П. Трехосный волоконно-оптический гироскоп для морских навигационных систем // Гироскопия и навигация. - 2009. - № 3. - С. 3-9.
4. А.П.Колесов, С.Г.Николаев, А.Г.Андреев, В.С.Ермаков, О.Л.Кель, Д.Н.Шевцов. Волоконно-оптический гироскоп бесплатформенных инерциальных систем навигационного класса. Разработка, термокомпенсация, испытания // Гироскопия и навигация. - 2010. - № 3. - С. 49-60.
5. В. Е. Прилуцкий, В. Г. Пономарев, В. Г. Марчук, М. А. Фенюк, Ю. Н. Коркишко, В. А. Федоров, С. М. Кострицкий, Е. М. Падерин, А. И. Зуев. Интерферометрические волоконно-оптические гироскопы с линейным выходом / В.Е.Прилуцкий [и др.]// Гироскопия и навигация. - 2004. - № 3. - с.62-72.
6. Pavlath G.A. Closed-loop fiber optic gyros // Proc. of SPIE, vol. 2837, 1996, pp.46-60.
7. Lefevre H.C. The Fiber-Optic Gyroscope: Achievement And Perspective // Proceedings of 19th

- Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation Systems. 2012. С.122-126.
8. **Lefevre Н.С.** Ultimate-performance Fiber-optic Gyroscope: A Reality // 2011 16th OptoElectronics and Communications Conference, Kaohsiung, Taiwan, 2011. С.75-78.
 9. **Курбатов А.М., Курбатов Р.А.** Пути повышения точности волоконно-оптических гироскопов // Гироскопия и навигация. - 2012. - № 1. - С. 102-121.
 10. **Егоров Д.А., Олехнович Р.О., Унтилов А.А., Алейник А.С., Дейнека Г.Б., Стригалеv В.Е.** Исследование зоны нечувствительности волоконно-оптических гироскопов // Гироскопия и навигация. - 2011. - № 2. - С. 64-77.
 11. **Драницына Е.В., Егоров Д.А., Унтилов А.А., Дейнека Г.Б., Шарков И.А., Дейнека И.Г.** Снижение влияния изменения температуры на выходной сигнал волоконно-оптического гироскопа // Гироскопия и навигация. - 2012. - № 4. - С. 10-20.
 12. **Лайонс Р.** Цифровая обработка сигналов: Второе издание / Пер. с англ. - М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. - 656 с.
 13. **Сергиенко А.Б.** Цифровая обработка сигналов. - СПб.: Питер, 2003. - 604 с.
 14. **Комолов Д.А., Мьяльк Р.А., Зобенко А.А., Филиппов А.С.** Системы автоматизированного проектирования фирмы Altera MAX+plus II и Quartus II. Краткое описание и самоучитель. - М.: ИП Радиософт, 2002. - 352 с.
 15. **Айфичер Э.С., Джервис Б.У.** Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание / Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. - 992 с.
 16. **Steven W. Smith** The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing, 2-е издание.- CA.: California Technical Publishing, 1999. - 643 с.

Abstract. The paper describes reducing the sampling frequency of FOG output data. Aliasing effect is considered. Solution for reducing the FOG data output rate is proposed. Various methods for frequency reduction are considered. It is revealed that the currently used method is not an optimal one. A new method is proposed, based on the use of FIR filter chain. The methods are compared, and advantages of the novel method are clearly demonstrated.

Key words: sampling frequency of FOG output data, FIR filter

Материал поступил 5.06.14