

Б. РЕГИМАНУ, К. Ч. ДАС, К. С. РАО, Н. В. К. РАО

ФИЛЬТРАЦИЯ ВИБРОСИГНАЛА ЛАЗЕРНОГО ГИРОСКОПА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Кольцевые лазерные гироскопы (КЛГ) широко применяются в различных навигационных системах для точного измерения параметров вращательного движения объекта. При этом использование КЛГ на низких частотах представляет собой серьезную проблему, связанную с так называемым захватом, или синхронизацией, частот. Для ее устранения КЛГ подвергают механической высокочастотной вибрации. Таким образом, для определения истинных параметров вращательного движения вибрационную составляющую сигнала КЛГ необходимо удалить. С этой целью применяются однокаскадные, многокаскадные и многоскоростные фильтры. Недостатки таких фильтров связаны с их крайне высокой размерностью (если речь идет об использовании фильтров с конечной импульсной характеристикой) либо нелинейностью фазовых характеристик. В настоящей работе рассматривается способ удаления вибросигнала с применением методов мультимасштабного вейвлет-преобразования. Мультимасштабный анализ с пятью уровнями разложения выполнен с использованием различных типов вейвлетов, таких как дискретный вейвлет Мейера, вейвлет Добеши 45 (db45) и т.п. Установлено, что ни один из стандартных вейвлетов не позволяет добиться восстановления исходного сигнала. Удаление вибросигнала предлагается осуществлять с применением нового синтезированного вейвлета. Полезный сигнал восстанавливается с использованием коэффициентов аппроксимации на 5 уровне. Подавление вибросигнала составляет 107,0 дБ, при этом фазовые характеристики фильтра линейны в пределах полосы пропускания. По сравнению с разработанным ранее трехступенчатым комбинированным фильтром здесь также снижаются вычислительные затраты.

Ключевые слова: кольцевой лазерный гироскоп, эффект Саньяка, вейвлет-преобразование, масштабирующая функция, вейвлет-функция, мультимасштабный анализ, низкочастотный фильтр, высокочастотный фильтр.

Региману Бхарат. Старший научный сотрудник, кафедра электроники и связи, Технологический институт Чайтанья Бхарати (Хайдарабад, Индия).

Дас Кишор Чандра. Научный сотрудник, Научно-исследовательский центр Имарат (Хайдарабад, Индия).

Рао Какарла Субба. Профессор, кафедра электроники и связи, Технологический институт Чайтанья Бхарати.

Рао Налам Венката Котесвара. Профессор, кафедра электроники и связи, Технологический институт Чайтанья Бхарати.

Научный редактор перевода к.т.н. А.В. Лопарев.

Гироскопия и навигация. Том 27, № 3 (106), 2019

Введение

Гироскоп по существу представляет собой датчик вращения, который используется для измерения абсолютной угловой скорости некоторой вращающейся системы [1, 2]. Этот прибор является неотъемлемой частью систем навигации и управления движением подвижных объектов. Преимуществом КЛГ является его низкая чувствительность к окружающим условиям; его характеристики не зависят от гравитационного ускорения g . Кроме того, он малочувствителен к изменению температуры и магнитным полям, поэтому обладает сравнительно высокой точностью и стабильностью. По сути, КЛГ представляет собой интерферометр Саньяка с активной лазерной средой в кольцевом резонаторе, формирующей две лазерные волны, одна из которых распространяется внутри резонатора по часовой стрелке, а вторая – против (рис. 1) [3].

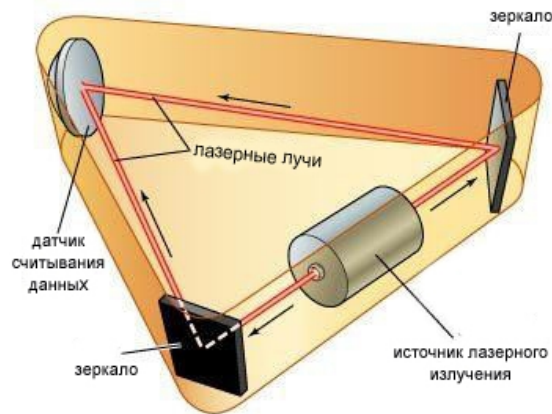


Рис. 1. Кольцевой лазерный гироскоп

Отражающая призма служит для объединения противоположно направленных лучей и формирования стационарной пространственной интерференционной картины. В отсутствие вращения путь, преодолеваемый лучами при распространении по часовой стрелке и против нее, одинаков. При вращении лазерного резонатора возникает разница в длине траекторий противоположно направленных волн, которая пропорциональна разности частот, называемой частотой биений [4, 5]. Частота биений Δf пропорциональна угловой скорости вращения, как видно из уравнения (1а):

$$\Omega \propto \Delta f, \text{ или } \Omega = K\Delta f, \quad (1a)$$

где Ω – скорость вращения относительно измерительной оси, а K – постоянная, которая зависит от длины траектории в КЛГ, площади кольцевого резонатора и длины волны источника лазерного излучения.

Вместе с тем, если скорость вращения не превышает определенное пороговое значение, которое называется частотой захвата, разность частот близка к нулю. Это означает, что при малых скоростях вращения выходные данные КЛГ будут нулевыми. Чтобы избежать работы КЛГ вблизи частоты захвата, его подвергают искусственной механической вибрации в направлениях как по часовой стрелке, так и против нее до достижения определенной частоты колебаний. Формируемые угловые колебания чувствительного элемента КЛГ называют вибрационной частотной подставкой [6, 7].

Выходной сигнал КЛГ во время принудительной вибрации имеет форму синусоиды, которую можно описать формулами:

$$\omega_d(t) = 2\pi f_d \theta_d \cos(2\pi f_d t), \quad (1б)$$

$$x(t) = \Omega(t) + \omega_d(t), \quad (2)$$

где f_d – частота вибрации; θ_d – амплитуда сигнала частотной подставки в угловых секундах (величина $1''$ эквивалентна напряжению 0,3 В); $\omega_d(t)$ – вибросигнал подставки высокой частоты и большой амплитуды; $\Omega(t)$ – полезный сигнал малой амплитуды и низкой частоты (0-80 Гц); $x(t)$ – измеряемый сигнал КЛГ.

Частота вибрации подставки для рассматриваемого КЛГ является постоянной величиной в пределах 300-500 Гц, а величина вибросигнала превышает реальную скорость вращения объекта в 10^3 - 10^4 раз. В типовом КЛГ с частотой вибросигнала 500 Гц и амплитудой $100''$ реальная угловая скорость вибрации составляет около $90^\circ/\text{с}$. Чтобы определить истинную скорость вращения объекта, вибросигнал необходимо подавить [8, 9].

Для подавления вибросигнала применяются два основных способа:

- 1) удаление влияния частотной подставки;
- 2) цифровые фильтры (относительно новая концепция).

Первый способ предусматривает использование индуктивного (пьезоэлектрического) датчика для определения вибрационного движения КЛГ относительно корпуса. После масштабирования выходной сигнал датчика используется для компенсации соответствующей составляющей суммарного выходного сигнала гироскопа. Наличие погрешностей различного рода, в частности линейности, стабильности, гистерезиса, повторяемости и т.п., обуславливает потери в точности. Кроме того, точность ограничена характеристиками чувствительных элементов датчиков вибросигнала. Таким образом, эта схема не подходит для применения в системах слежения, характеризующихся низким уровнем помех и высоким разрешением [10].

Второй способ предполагает использование фильтров как с конечной (КИХ), так и с бесконечной (БИХ) импульсными характеристиками. При этом однокаскадные КИХ- и БИХ-фильтры не обеспечивают требуемую точность. В последнее время предлагается использовать комбинированные (КИХ и БИХ) трехкаскадные фильтры. Несмотря на то что уровень затухания сигнала достигает 140 дБ, из-за наличия БИХ-фильтров фазовые характеристики в полосе пропускания не являются линейными. Помимо неудовлетворительных фазовых характеристик, БИХ-фильтры обладают большей групповой задержкой и характеризуются определенной сложностью вычислений [11].

Преодоление этих проблем при подавлении влияния сигнала частотной подставки основано на использовании методов вейвлет-преобразований. Вейвлет-преобразования осуществляются с применением пары фильтров, один из которых высокочастотный (ФВЧ), а второй – низкочастотный (ФНЧ). Применение в вейвлетах КИХ-фильтров позволяет избежать искажений фазовых характеристик. В настоящей работе исследуется возможность использования вейвлет-методов с многоуровневым разложением для подавления сигналов в полосе частотной подставки и полосе заграждения. При этом из-за применения КИХ-фильтров фазовые характеристики будут линейными.

Вейвлет-преобразование

Вейвлет-преобразование используется во многих схемах обработки сигналов, таких как сжатие видеозаписей, интернет-сообщений, распознавание объектов и т.п. Оно эффективно для описания сигналов определенного вида, прежде всего таких, в которых изменения локализованы. Вейвлет-преобразование может также применяться в схемах с многоуровневым разложением.

Несмотря на то что для обработки сигналов разработано множество улучшенных алгоритмов, преобразование Фурье по-прежнему остается основным и высокоэффективным методом. Во-первых, его можно успешно реализовывать с помощью алгоритма БПФ, а во-вторых, оно является собственной функцией линейной стационарной системы. Базисная функция преобразования Фурье $e^{-j2\pi ft}$ определена на интервале от минус до плюс бесконечности, и интегрирование осуществляется по всему временному интервалу. Это приводит к тому, что информация об изменениях сигнала во времени теряется, вследствие чего преобразование Фурье дает только обобщенные характеристики процесса, оно не подходит для анализа нестационарных сигналов. Вместе с тем во многих приложениях имеет смысл нахождение преобразования Фурье на текущий момент времени или на конечном интервале времени. Подобную информацию можно получить с помощью частотно-временных алгоритмов, в частности оконного преобразования Фурье (ОПФ), вейвлет-преобразования и S-преобразования [12].

ОПФ сигнала $x(t)$ описывается формулой

$$X(t, F) = STFT[x(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)W(t-\tau)e^{-j2\pi Ft} dt, \quad (3)$$

где $W(t-\tau)$ – окно со смещением τ .

Смещая окно во временной области, можно получить коэффициенты Фурье в виде функций времени и частоты. По существу $X(\tau, F)$ характеризует частотный состав сигнала в окрестности момента времени τ . Окно с фиксированной шириной является главным ограничением частотно-временного разрешения ОПФ. Например, для анализа сигналов типа переходных процессов (высокой частоты) окно должно быть коротким, а для анализа установившихся сигналов (низкой частоты) – длинным. В вейвлет-преобразовании длину окна выбирают в зависимости от частоты сигнала, а сам сигнал раскладывают в ряд базисных функций. Все базисные функции выделяют из одиночного родительского вейвлета путем выполнения двух действий: расширения (удлинения) и переноса (сдвига). Вейвлет-функция должна быть конечной по длительности, а для существования обратного вейвлет-преобразования необходимо, чтобы общая площадь под исходным вейвлетом была равна нулю.

Вейвлет-преобразование можно также рассматривать как набор полосовых фильтров [13]. Уровни разложения задаются октавами, причем каждую октаву можно сопоставить с парой КИХ-фильтров, как показано на рис. 2.

Пусть $h_0(n)$ и $h_1(n)$ – импульсные характеристики фильтров анализа (декомпозиции), а $g_0(n)$ и $g_1(n)$ – импульсные характеристики фильтров синтеза (реконструкции). Выход ФНЧ $h_0(n)$ представляет собой усредненный сигнал, тогда как выход ФВЧ $h_1(n)$ описывает особенности исходного сигнала. Последовательности $v_k(n)$, $k = 0, 1$, соответствующие низкочастотной и высокочастотной субполосам, передаются закодированными. Если предположить, что передача

осуществляется без погрешностей, то принимаемые последовательности имеют вид $y_k(n) = v_k(n)$. Сигнал $x(n)$ может быть точно восстановлен из $y_k(n)$ при выполнении следующих условий:

$$\begin{aligned} h_1(n) &= (-1)^n h_0(n), \\ g_0(n) &= h_0(n), \\ g_1(n) &= -(-1)^n h_0(n). \end{aligned} \quad (4a)$$

В области изображений (по z) указанные соотношения имеют вид:

$$\begin{aligned} H_1(z) &= H_0(-z), \\ G_0(z) &= H_0(z), \\ G_1(z) &= -H_0(-z). \end{aligned} \quad (4b)$$

Уравнения (4) показывают, что все фильтры формируются по $H_0(z)$ только в тех случаях, когда $H_0(z)$ является передаточной функцией фильтра-прототипа с импульсной характеристикой $h_0(n)$ [14]. Блоки децимации (прореживания) и интерполяции способствуют снижению избыточности данных и повышению эффективности преобразования [12, 13].

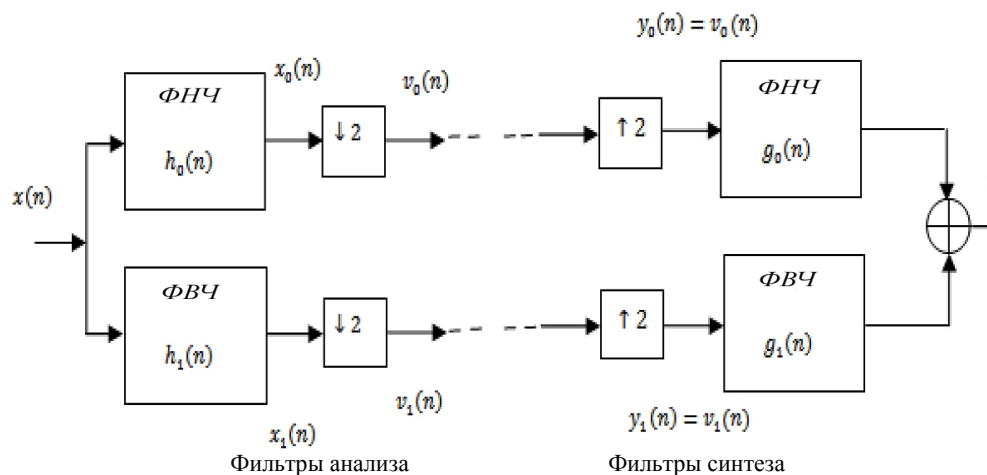


Рис. 2. Однооктавный вейвлет-анализ

Дискретное вейвлет-преобразование (ДВП)

Между параметрами банка квадратурных зеркальных фильтров (КЗФ), точно восстанавливающих сигналы на октаве, и ДВП существует однозначное соотношение. Выход ФНЧ (масштабирующая функция) дает аппроксимацию заданного сигнала с переменной точностью, а выход ФВЧ (вейвлет-функция) обеспечивает детализацию. Многоуровневое разложение – это процесс, при котором выходные данные одного из каналов фильтра анализа пропускаются через другую пару фильтров. В частности, выходные данные ФНЧ после децимации на уровне 1 пропускают через пару фильтров, которые осуществляют осреднение и детализацию на следующем уровне [15]. На рис. 3 показан банк фильтров трехуровневого анализа. Здесь $h_0(n)$ является масштабирующей функцией,

а $h_1(n)$ – материнским вейвлетом. ДВП представляет собой процесс получения последовательностей $A(j, n)$ и $D(j, n)$ из исходной последовательности $x(n)$ с помощью банка фильтров анализа из J -уровневого банка КЗФ, точно восстанавливающих сигналы на октаве. При этом j изменяется в диапазоне $0 \leq j \leq J$.

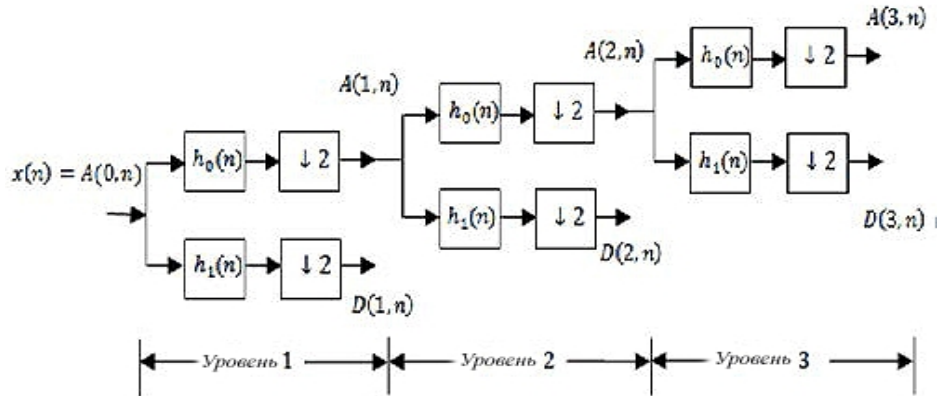


Рис. 3. Банк фильтров трехуровневого вейвлет-анализа

Масштабирующая функция аппроксимирует сигнал на последнем уровне разложения; начальным уровнем разложения является собственно входной сигнал [16]. Коэффициенты ДВП вычисляются с помощью уравнений (5–7):

$$A(j, n) = \sum_{m=0}^{N-1} A(j-1, m) h_0(2n-m), \quad j = 1, 2, \dots, J, \quad (5)$$

$$D(j, n) = \sum_{m=0}^{N-1} A(j-1, m) h_1(2n-m), \quad j = 1, 2, \dots, J \quad (6)$$

$$\text{при } A(0, n) = x(n), \quad (7)$$

где j – текущая октава (уровень); J – общее количество уровней; n – смещение по времени; N – длина входной последовательности $x(n)$; $A(j, n)$ – коэффициенты аппроксимации на уровне j ; $D(j, n)$ – коэффициенты детализации на уровне j .

Элемент $(2n-m)$ осуществляет масштабирование вейвлет-коэффициентов, число которых при переходе от октавы $(j-1)$ к октаве j уменьшается в два раза. На рис. 4 показано соответствующее разделение частот для каждого уровня [17]. На уровне 1 ФНЧ имеет полосу пропускания от 0 до $\pi/2$, а ВЧФ – от $\pi/2$ до π . Соответственно, на уровне 3 имеем полосы пропускания от 0 до $\pi/8$ и от $\pi/8$ до $\pi/4$. Предположим, что передаются коэффициенты $A(3, n)$ и $D(j, n), j = 1, 2, 3$, а принимаются коэффициенты $A'(3, n)$ и $D'(j, n)$.

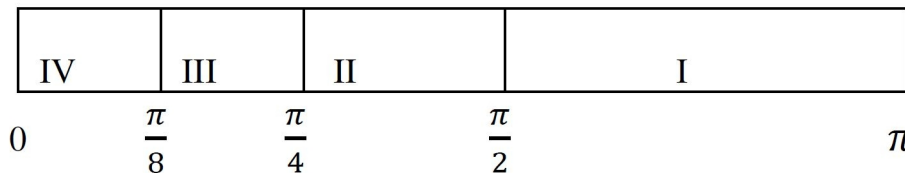


Рис. 4. Диапазоны частот для банка фильтров трехуровневого анализа

При допущении, что погрешности передачи отсутствуют, можно записать:

$$\begin{aligned} A'(3, n) &= A(3, n), \\ D'(j, n) &= D(j, n), j = 1, 2, 3 \dots \end{aligned}$$

Исходный сигнал $x(n)$ восстанавливается с помощью сети синтеза, показанной на рис. 5.

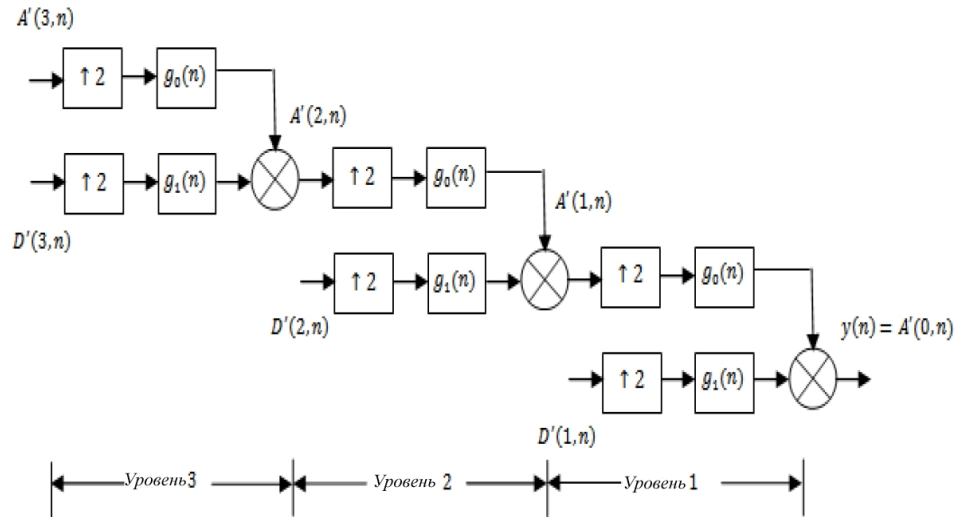


Рис. 5. Банк фильтров трехуровневого вейвлет-синтеза, $J=3$

Процесс реконструкции сигнала $y(n)$ из последовательностей $A'(j, n)$ и $D'(j, n)$ с помощью набора фильтров синтеза представляет собой, как показано на рисунке, обратное ДВП. Для реконструкции сигнала требуются только значения масштабирующей функции на уровне 3 и значения вейвлет-функции на всех трех уровнях, как показано в (8) и (9). Это означает, что для получения выходной последовательности $y(n)$ требуются только $A'(3, n)$ и $D'(j, n), j = 1 \dots 3$.

$$A'(j, n) = \sum_{m=0}^{N-1} g_0(2n-m) A'(j+1, m) + \sum_{m=0}^{N-1} g_1(2n-m) D'(j+1, m), \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{где } j &= (J-1), (J-2), \dots, 2, 1, 0 \\ \text{и } y(n) &= A'(0, n) = x(n). \end{aligned} \quad (9)$$

При этом масштабирующей функцией и вейвлет-функцией банка фильтров синтеза являются соответственно $g_0(n)$ и $g_1(n)$, которые вычисляются согласно уравнениям (4).

Фильтрация частотной подставки реального сигнала КЛГ с помощью полученного вейвлета

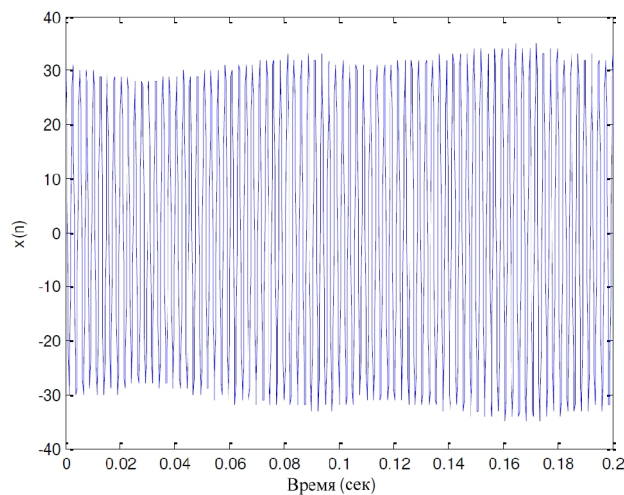
Для сбора данных КЛГ гироблок устанавливался на рабочий стенд, который может работать в двух режимах – статическом и динамическом. В статическом

режиме движение датчика обусловлено только вращением Земли. В динамическом режиме к скорости вращения Земли добавляется скорость вращения стенда. Разность этих двух скоростей пропорциональна скорости вращения стенда. В динамическом режиме скорость вращения стенда может быть точно измерена. Выработка данных КЛГ производится с высокой частотой 5 кГц. Частота вибрации данного КЛГ составляет 395,5 Гц. На рис. 6 представлена реализация выходного сигнала КЛГ $x(n)$ продолжительностью 0,2 с. Требуемые характеристики фильтра перечислены в табл. 1.

Т а б л и ц а 1

Характеристики разрабатываемого фильтра

Полоса пропускания	От 0 до 80 Гц
Полоса задерживания	От 100 до 2500 Гц
Частота подставки	395,5 Гц
Затухание в полосе пропускания	< 3 дБ
Затухание в полосе заграждения	> 80 дБ
Затухание в полосе подставки	≥ 100 дБ
Частота выборки	5 кГц

Рис. 6. Реализация сигнала $x(n)$

Рассчитанный амплитудный спектр сигнала $x(n)$ представлен на рис. 7. Для сравнения в среде MatLab сгенерирован имитационный сигнал КЛГ $x_1(n)$ с частотой дискретизации $f_s = 5$ кГц:

$$x_1 = a_1 \sin(2\pi f_1 t) + a_2 \sin(2\pi f_2 t) + a_2 \sin(2\pi f_3 t) + a_2 \sin(2\pi f_4 t) + a_d \sin(2\pi f_d t) + a_n \text{rand}(\text{size}(t)),$$

где

$$f_1 = 10; f_2 = 25; f_3 = 15; f_4 = 55; f_d = 395,5; \\ a_1 = 0,008; a_2 = 0,03; a_n = 0,00035; a_d = 30.$$

Амплитудный спектр имитационного сигнала $x_1(n)$ также представлен на рис. 7. Как видно из рисунка, сигнал сосредоточен на частоте 395,5 Гц, все остальные спектральные составляющие – нулевые. Уровень спектра Фурье на частоте вибрации составляет 16,0 В.

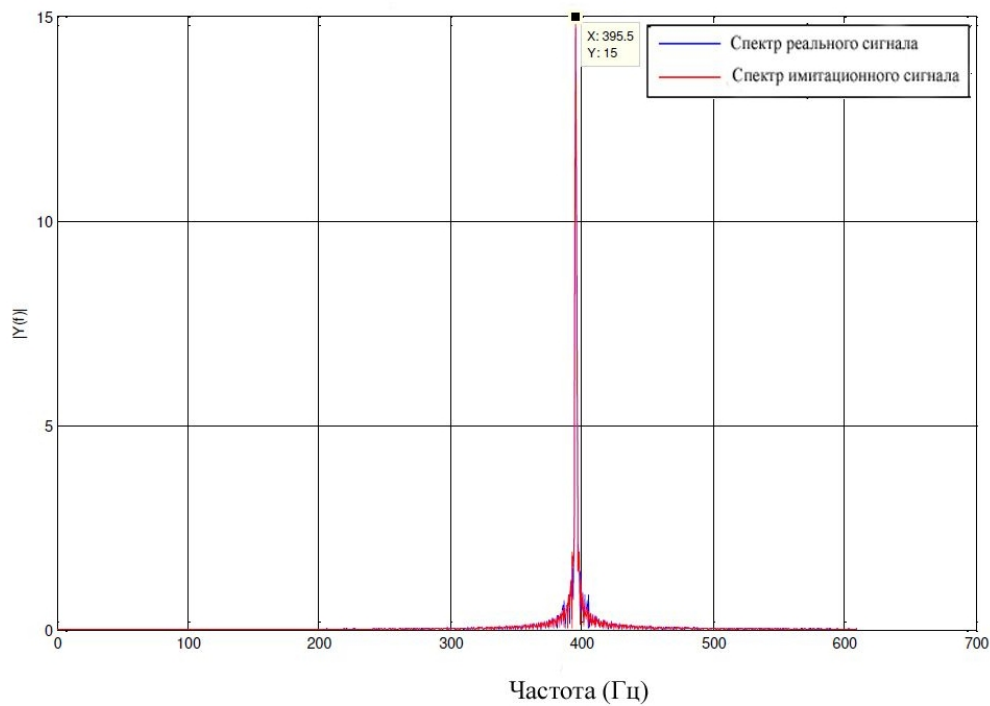


Рис. 7. Амплитудные спектры сигналов КЛГ

Поскольку искусственная вибрация – процесс механический, то, помимо частоты подставки, вибросигнал также наблюдается на соседних частотах. На рис. 8, который является увеличенным фрагментом рис. 7, показан амплитудный спектр в области частоты подставки.

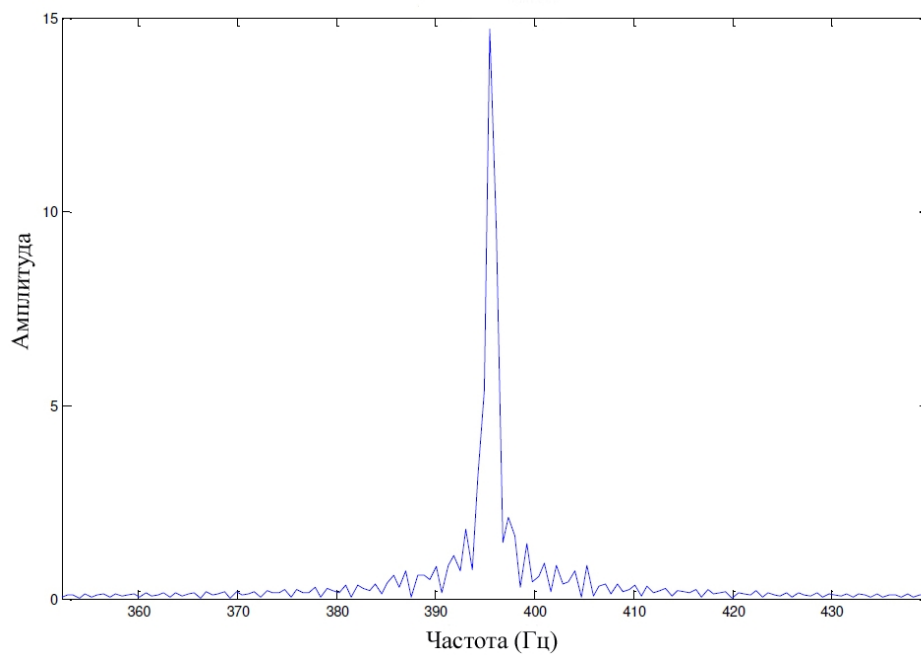


Рис. 8. Амплитудный спектр сигнала $x(n)$ в укрупненном масштабе

Сигнал $x(n)$ пропускается через пятиуровневый банк фильтров вейвлет-анализа/синтеза, как показано на рис. 9. На каждой октаве устраняется определенный диапазон частот. Таким образом, для удаления нежелательных частот используется банк фильтров анализа. Выбор числа уровней $J = 5$ обусловлен тем, что удалению подлежат составляющие сигнала на частотах от 80 до 2500 Гц. Схема разделения частот показана на рис. 10. Коэффициенты аппроксимации $A(5, n)$ на 5 уровне содержат информацию, относящуюся только к частотам полосы пропускания.

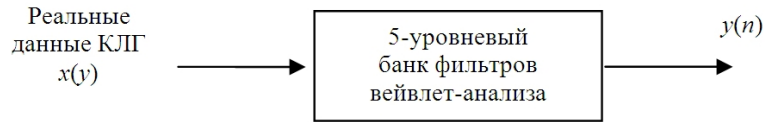


Рис. 9. Схема процесса фильтрации

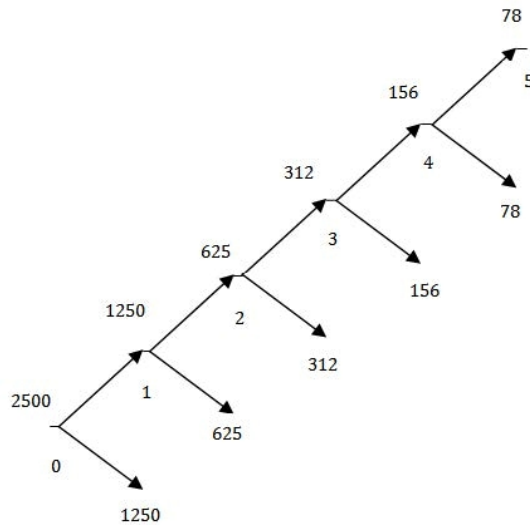


Рис. 10. Пятиуровневая схема разделения частот

Для подавления вибросигнала использовались различные типы ортогональных вейвлетов, такие как дискретный вейвлет Мейера, вейвлет Добеши 45 и т.п. Установлено, что ни один из стандартных вейвлетов не обеспечивает эффективное подавление вибросигнала: либо в спектре остаются паразитные частоты, либо восстановленный сигнал отличается от исходного. В связи с этим был разработан новый вейвлет для фильтрации сигнала подставки.

Построение нового вейвлета для удаления частотной подставки

Прежде всего осуществим построение КИХ-фильтра низких частот с частотой среза, приближенно равной $\pi/2$. Установлено, что в этих целях наиболее приемлемым является окно Кайзера, а оптимальная размерность фильтра составляет 31. Если уменьшить размерность фильтра, восстановленный сигнал будет отличаться от исходного. Пусть $h_0(n)$ – импульсная характеристика этого ФНЧ, а ширина полосы пропускания для масштабирующей функции составляет $0,44 \pi$. Тогда импульсная характеристика низкочастотного фильтра анализа

(масштабирующая функция) также будет равна $h_0(n)$. Выбраны следующие отсчеты функции $h_0(n)$:

$h_0 =$	[0,0009	0,0010	-0,0030
-0,0050	0,0049	0,0143	-0,0027
-0,0298	-0,0102	0,0502	0,0443
-0,0713	-0,1265	0,0873	0,4811
0,6842	0,4811	0,0873	-0,1265
-0,0713	0,0443	0,0502	-0,0102
-0,0298	-0,0027	0,0143	0,0049
-0,0050	-0,0030	0,0010	0,0009].

При этом импульсная характеристика $h_1(n)$ высокочастотного фильтра анализа (вейвлет-функция) вычисляется с помощью (4) следующим образом:

$$h_1(n) = (-1)^n h_0(n).$$

Новой вейвлет-функции удовлетворяют следующие условия:

$$\begin{aligned} \langle h_0(n), h_0(n) \rangle &= 1, \\ \langle h_0(n), h_1(n) \rangle &= 0, \\ \langle h_1(n), h_1(n) \rangle &= 1. \end{aligned}$$

Масштабирующая функция и вейвлет-функция ортогональны друг другу и нормированы [17]. Новый вейвлет также удовлетворяет условию регулярности. Графики обеих функций полученного вейвлета представлены на рис. 11.

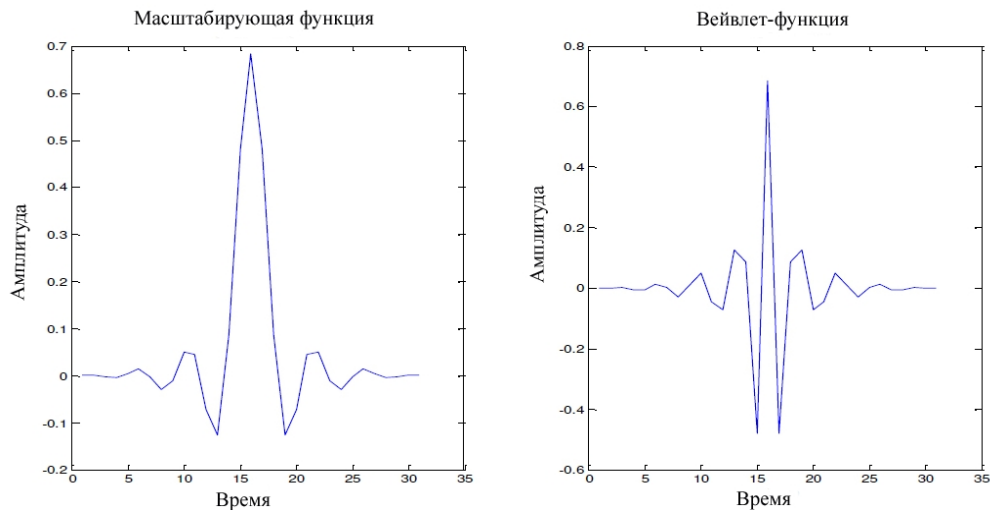


Рис. 11. Масштабирующая функция и вейвлет-функция нового вейвлета

Графики частотных характеристик нового вейвлета и дискретного вейвлета Мейера показаны на рис. 12. Как видно из рисунка, ширина переходной полосы у нового вейвлета меньше. Импульсные характеристики банка фильтров вейвлет-синтеза $g_0(n)$ и $g_1(n)$ вычисляются согласно уравнениям (4).

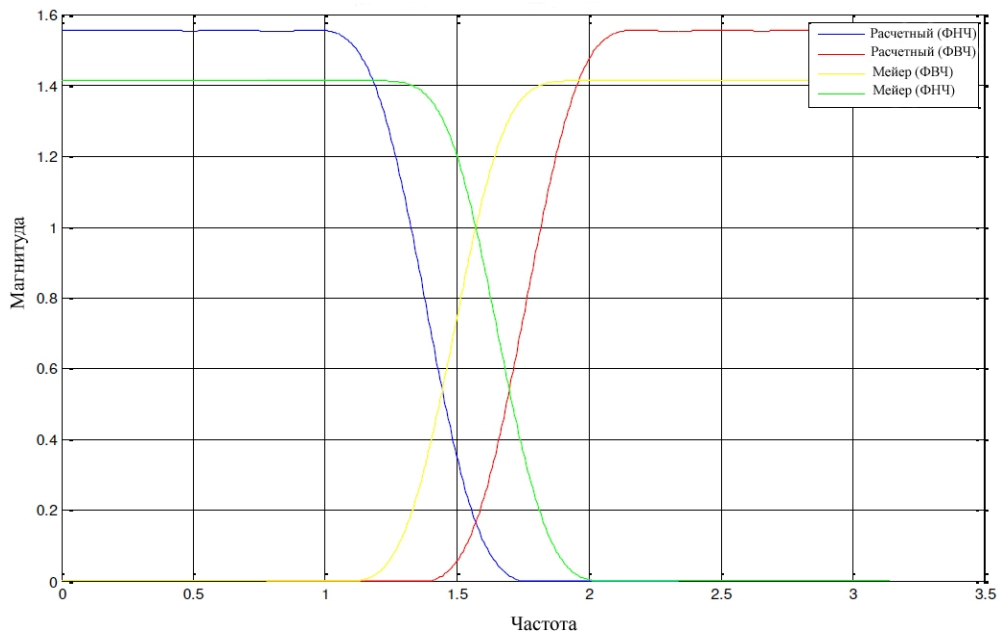


Рис. 12. Частотные характеристики вейвлета Мейера и нового вейвлета

Результаты и обсуждение

В докладе [18] были представлены результаты моделирования работы нового вейвлета с использованием модельных данных, сгенерированных в среде MatLab. Поскольку полученные результаты весьма благоприятны, в настоящей работе этот вейвлет используется для фильтрации реального сигнала КЛГ $x(n)$.

Фильтрация осуществлялась в соответствии с описанной выше процедурой. Коэффициенты аппроксимации $A'(5, n)$ содержат информацию, относящуюся только к частотам полосы пропускания. Коэффициенты детализации не нужно рассчитывать ни для одного из уровней, так как частоты, соответствующие этим коэффициентам, находятся за пределами полосы пропускания, то есть

$$D'(j, n) = 0 \quad (10)$$

для всех j и n .

Сигнал $y(n)$ с удаленной частотной подставкой реконструируется по коэффициентам аппроксимации $A'(5, n)$ с помощью уравнений (8–10). Реализация отфильтрованного сигнала $y(n)$ показана на рис. 13, а его амплитудный спектр — на рис. 14. Из рис. 14 видно, что новый вейвлет воспроизводит все сигналы в полосе пропускания и подавляет вибросигнал. С помощью этого же вейвлета был также обработан имитационный сигнал. Спектр отфильтрованного сигнала показан на рис. 15. Рис. 16 отражает сопоставление спектров реального и имитационного сигналов в окрестности частоты подставки (395,5 Гц); при этом получены значения модулей спектров $6,925 \cdot 10^{-5}$ и $1,95 \cdot 10^{-5}$ соответственно. Достигнутые уровни затухания вибросигнала составляют 107,3 и 118,3 дБ соответственно (табл. 2). В табл. 3 приведены полученные с использованием предложенного метода значения затухания вибросигнала для различных сигналов КЛГ. Эти значения варьируются от 100,60 до 115,05 дБ. Табл. 4

содержит данные сравнения методов обработки, описанных в литературе. Во втором столбце указаны методы, в шестом – полученные максимальные значения затухания вибросигнала, а в последнем – данные по групповой задержке. В первом методе используется низкочастотный КИХ-фильтр 89-го порядка с частотой среза 100 Гц. Использование этого фильтра позволяет получить значение затухания вибросигнала 50 дБ и групповую задержку 11,1 мс. Во втором методе применяется трехкаскадный фильтр (полосовой БИХ-фильтр, низкочастотный БИХ-фильтр и низкочастотный КИХ-фильтр). Значение затухания, полученное с использованием этого метода, составило 50 дБ, групповая задержка – 6,919 мс [19]. Метод, предложенный в настоящей работе, обеспечивает затухание вибросигнала 107,3 дБ и групповую задержку 4,0 мс. Таким образом, предложенный метод более эффективен по сравнению с другими методами. Кроме того, поскольку обработка массива данных на секунде занимает лишь 0,3 с, весь процесс можно выполнять в режиме реального времени.

Т а б л и ц а 2

Сопоставление показателей подавления частотной подставки

Тип сигнала	Достигнутый уровень затухания, дБ
Реальный сигнал КЛГ	107,3
Имитационный сигнал КЛГ	118,3

Т а б л и ц а 3

Затухание и групповая задержка для различных сигналов КЛГ

Сигнал	Затухание вибросигнала, дБ	Групповая задержка, мс
Реальный сигнал 1	100,60	4,0
Реальный сигнал 2	100,74	4,0
Реальный сигнал 3	100,75	4,0
Реальный сигнал 4	102,57	4,0
Реальный сигнал 5	106,61	4,0
Реальный сигнал 6	109,70	4,0
Реальный сигнал 7	115,05	4,0

Т а б л и ц а 4

Сравнение различных методов

Метод	Тип фильтра	Частота выборки, кГц	Полоса пропускания, Гц	Порядок фильтров	Затухание вибросигнала, дБ	Групповая задержка, мс
1	НЧ КИХ	4	0–100	89	50	11,125
2	Полосовой фильтр, НЧ БИХ, НЧ КИХ	4	0–100	2, 4, 42	50	6,919
3	Предложенный метод	5	0–78	Банк фильтров (5 уровней)	107,3	4,0

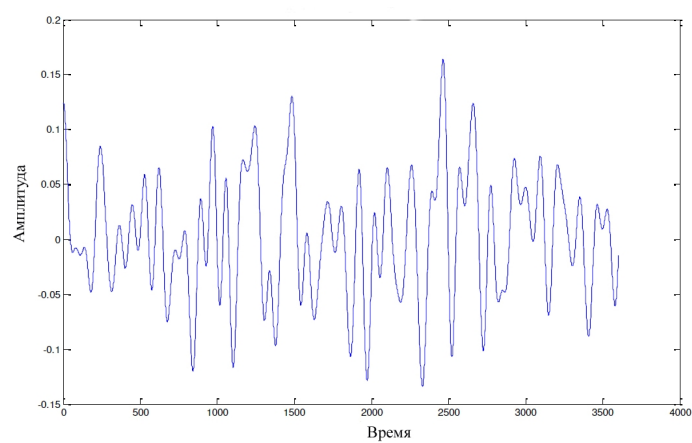


Рис. 13. Реализация отфильтрованного реального сигнала $y(n)$

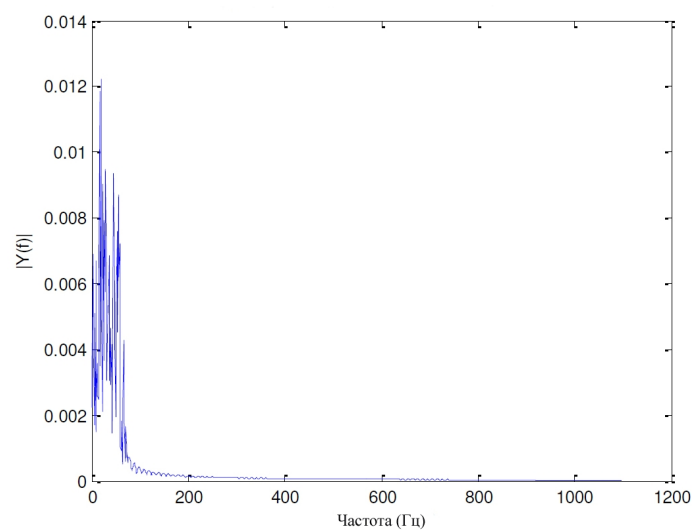


Рис. 14. Амплитудный спектр отфильтрованного реального сигнала

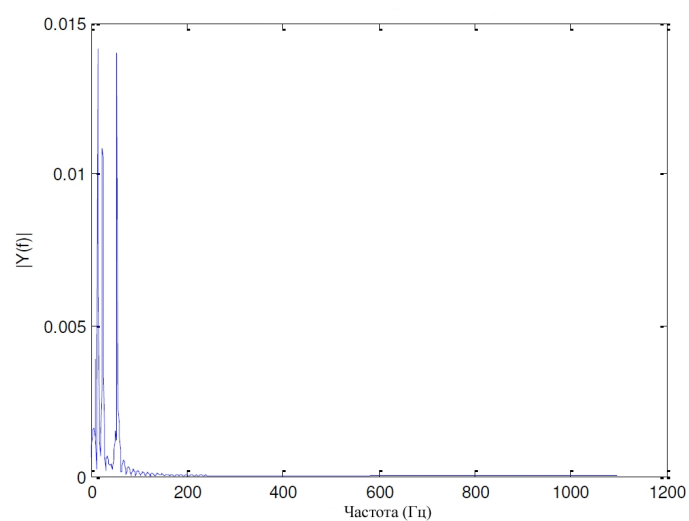


Рис. 15. Амплитудный спектр отфильтрованного имитационного сигнала

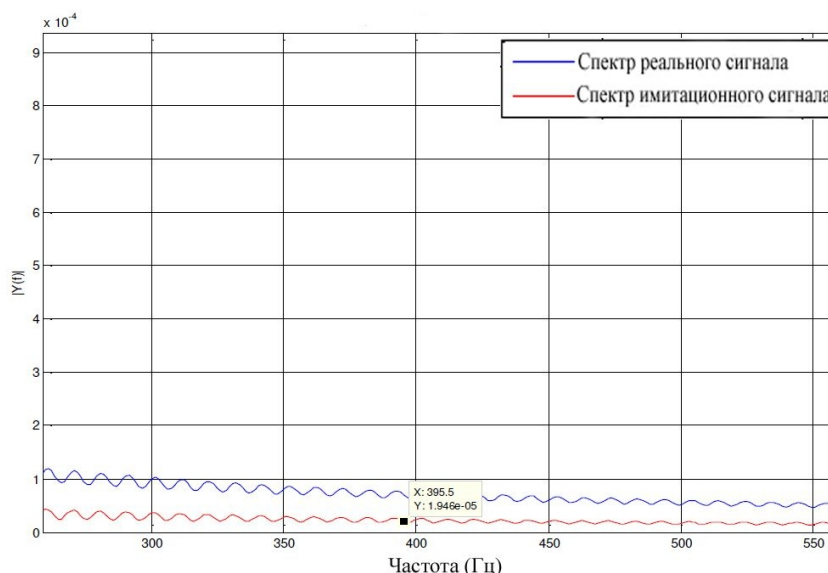


Рис. 16. Амплитудные спектры реального и имитационного отфильтрованных сигналов в укрупненном масштабе в окрестности частоты подставки

Выводы

В статье рассмотрено применение метода вейвлет-анализа с многоуровневым разложением для решения задачи подавления частотной подставки лазерного гироскопа. Стандартные вейвлеты, такие как дискретный вейвлет Мейера, вейвлет Добеши 45 (db45) и т.п., не продемонстрировали приемлемого качества фильтрации вибросигнала, в связи с чем был разработан новый вейвлет. По сравнению с дискретным вейвлетом Мейера новый вейвлет имеет более узкую переходную полосу. Для восстановления полезного сигнала используются коэффициенты аппроксимации на уровне 5. Новый вейвлет обеспечивает затухание вибросигнала на уровне 107,3 дБ; при этом групповая задержка мала и составляет 4,0 мс.

Благодарность

Авторы выражают глубокую благодарность директору Научно-исследовательского центра «Имарат» Организации оборонных исследований и разработок (RCI DRDO), Хайдарабад, Индия, за оказание финансовой поддержки исследований в рамках гранта RCI/DCMM/LPD/CARS/368.

ЛИТЕРАТУРА

1. **King, A.D.**, *Inertial Navigation-Forty years of Evolution*, GEC Review, Vol. 13, No. 3, 1998.
2. **Aronowitz, F.**, *Fundamentals of the Ring Laser Gyro*, 11430, Manzanita Trail, Dewey, Az 86327, U.S.A, 1977.
3. **Post, E.J.**, Sagnac effect, *Reviews of Modern Physics*, 1967, vol. 39, no. 2, pp. 475.
4. **Barbourm N.M., Elwell, J.M., Setterlu, R.H.** *Inertial instruments: where to now?*, The Charles Stark Draper Laboratory, Inc. Cambridge, Massachusetts 02139, 1981.
5. **Juang, J.N., and Radharamanan, R.**, *Evaluation of Ring Laser and Fiber Optic Gyroscope Technology*, School Of Engineering, Mercer University, Macon, GA 31207 USA, 2008.
6. **Titterton, D. and Weston, J.**, *Strapdown Inertial Navigation Technology*, *IEEE Radar, Sonar, Navigation and Avionics Series*, 2nd Ed. U.K. Michael Faraday House, 2005.

7. Hemalatha, N., Chandra Sekhar, R.S., Swarna Bai, A., Satheesh Reddy, G., A Linear Observer design for Dither Removal in Ring Laser Gyroscopes, *IFAC Proceedings Volumes*, 2012, vol. 45, issue 1.
8. Faucheux, M., Fayoux, D., and Roland, J.J., The Ring Laser Gyro, *Optics (Paris)*, 1988, vol. 19, no 3, pp. 101–115.
9. Choi, R., Advanced Gyroscope Technology, *Systems Center*, San Diego, Aug. 2008.
10. Banerjee, K., Dam, B., Majumdar, K., Banerjee, R., and Partanabis, D., An Improved Dither-Stripping Scheme for Strapdown Ring Laser Gyroscopes, *IEEE Region 10 Conference TENCN*, 2004, vol. A, pp. 689–692, vol. 1, 2004.
11. Subba Rao, K., Das, K.C., Arjun, M., and Swapna, P., Development of multistage digital filter for dither removal in RLG, *2nd International Conference on recent trends in Signal Processing, Image Processing & VLSI(ICrSIV-2015)*, Bangalore, 2015, pp. 872–880.
12. Xi Zhang, Design of orthogonal graph wavelet filter, *IECON 2016, 42nd Annula Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp.889–894.
13. Vijendra, V., Kulkarni, M., ECG signal filtering using DWT harr wavelets coefficient techniques, *2016 International Conference on Emerging Trends in Engineering, Technology and Science(ICETETS)*, 2016, pp. 1–6.
14. Mitra, S.K., *Digital Signal Processing*, Tata Mc.Graw-Hill, 3rd edition, 2006.
15. Weeks, M., *Digital Signal Processing Using MATLAB and Wavelets*, Infinity Science Press, Edition 2007.
16. Shantha Selva Kumara, R., Bharathi, S., Sadasivam, V., Design of Optimal Discrete Wavelet for ECG signal using Orthogonal Filter Bank,” *International Conference on Computational Intelligence and Multimedia Applications (ICCI-MA 2007)*, 2007, vol. 1, pp. 525–529.
17. Akulov, L.G., Wavelet filtering in Digital Signal processing Systems, *International Conference on Actual problem of Electron Devices Engineering (APEDE)*, 2014, pp. 5–6.
18. Regimanu, B., Rao, K.S., Das, K.Ch., Kumari, Ch.R., Neeharika, P., RLG Dither Removal Using Wavelet Transforms, *Proc. of the Seventh International Conference on Advances in Computing, Electronics and Electrical Technology – CEET 2017*. DOI: 10.15224/978-1-63248-126-9-30, 2017
19. Ansheng, C., Jianli, L., and Zhongyi, C., Dither signal removal in ring laser gyro POS based on combined digital filter, 2012, pp.178–182.

Regimanu, B. (Chaitanya Bharathi Institute of Technology, Hyderabad, India), **Das, K.Ch.** (Research Centre Imarat, Hyderabad, India), **Rao, K.S., Rao, N.V.K.** (Chaitanya Bharathi Institute of Technology, Hyderabad, India)

Dither Filtering of Real RLG Signal Using Wavelet Transforms, *Giroskopiya i Navigatsiya*, 2019, vol. 27, no. 3 (106), pp. 71–86.

Abstract. Ring Laser Gyroscopes (RLGs) are widely used in many airborne and navigation systems for accurate measurement of the true rotation of the body movement. But the RLG's suffer a serious problem at low frequencies known as Lock-in frequency. To avoid lock-in problem, the RLG is vibrated mechanically to a high frequency which is known as Dithering. In order to get the true rotation of the body the dither signal has to be removed. Single stage, multistage and multirate filters are suggested to remove the dither signal. These filters have the disadvantage that either the FIR filter length is too large or the phase characteristics are nonlinear. In this work, multiresolution Wavelet Transform (WT) techniques are used to remove the dither signal. Five level multiresolution analysis is carried out with various types of wavelets like Discrete Meyer and Daubechies 45 (db45) etc. With none of the standard wavelets, the original and reconstructed signals are matched. A new wavelet is designed to remove the dither signal. The required signal can be reconstructed back using the approximation coefficients at level 5. The dither signal is attenuated by 107.0 dB, and the phase characteristics are found to be linear in the pass band. The computational complexity is also less compared to the three stage combined filter reported earlier.

Key words: ring laser gyroscope, Sagnac effect, wavelet transform, scaling function, wavelet function, multiresolution, low pass filter, high pass filter.

Материал поступил 29.09.2018