

Метод подавления шумов схемы обработки микроэлектромеханического датчика угловой скорости

Белоусов Е.О.

*Национальный исследовательский университет «Московский институт
электронной техники», площадь Шокина, 1, Москва, Зеленоград, 124498, Россия
e-mail: egor_belousov@edu.miet.ru*

Аннотация

В данной работе предложен метод подавления шумов микроэлектромеханических систем (МЭМС) гироскопа с использованием интегральной схемы обработки сигналов с адаптивной обратной связью. Адаптивная схема отслеживает граничную частоту входного сигнала и, в зависимости от нее, изменяет полосу схемы обработки и шум на выходе. Была разработана математическая модель системы, состоящей из датчика и схемы обработки для оценки шумовых и динамических характеристик системы. Предложена архитектура адаптивной схемы, включающую дополнительную петлю, отслеживающую граничную частоту, а также алгоритм переключения параметров петли ОС. Был проведен анализ устойчивости полученной схемы, по итогам которого произведена модификация адаптивной схемы путем включения перестраиваемых звеньев компенсации. Применение предложенного метода позволяет увеличить среднее значение соотношения сигнал-шум на 5 дБ, что увеличивает точность горизонтального позиционирования на 3,4 м после интегрирования шума в течение одной минуты.

Ключевые слова: МЭМС датчики, инерциальные системы навигации, интегральные схемы, следящие системы.

Введение

Датчики угловой скорости или гироскопы являются важной составной частью инерциальных навигационных систем (ИНС), которые являются одним из важных способов определения координат объекта в пространстве, поскольку их работа не зависит от внешних опорных источников [1]. Большое распространение в настоящее время получают микроэлектромеханические гироскопы по причине малых размеров, энергопотребления и стоимости. За счет этих преимуществ МЭМС гироскопы хорошо подходят для использования в составе автономных беспилотных наземных и воздушных объектов [2,3]. Точность таких гироскопов относительно невелика по сравнению с возможной точностью навигации при помощи спутниковых навигационных систем или опорных точек [4,5], поэтому они подходят только в качестве вспомогательного средства навигации в условиях отсутствия сигнала спутниковой системы навигации (ССН), при этом увеличение точности МЭМС гироскопа позволяет увеличить время автономности подвижного объекта.

Принцип действия МЭМС гироскопа заключается в измерении силы Кориолиса, действующего на вибрирующее или колеблющееся тело, в данной работе в качестве такого тела рассматривается кольцевой резонатор. Схема обработки осуществляет возбуждение резонансных колебаний датчика, и считывание и демодуляцию полезного сигнала, модулированного частотой резонанса [6-8].

Ошибки и погрешности МЭМС гироскопа складываются из неидеальностей самой микромеханической структуры датчика и интегральной схемы обработки [7]. Обе эти составляющие вносят тепловой и фликкер или низкочастотный шум в выходной сигнал. Величина теплового шума датчика в большой степени зависит от его полосы, тогда как шумовые характеристики схемы обработки – от параметров и схемотехнической реализации входного усиливающего узла. При использовании высокооборотных датчиков используется петля отрицательной обратной связи (ООС), охватывающей сам датчик, то есть часть выходного электрического сигнала датчика преобразуется электростатическим или электромагнитным способом в механический сигнал (т.н. силовая обратная связь), и подается обратно на датчик, что позволяет управлять положением датчика во время его работы. ООС позволяет расширить рабочую полосу частот датчика, улучшить линейность, компенсировать неидеальности датчика, кроме того полоса обработки зависит от параметров петли ОС, что дает возможность производить адаптивную подстройку полосы, которая в свою очередь влияет на величину шума датчика. К примеру, широкая полоса схемы обработки требуется не постоянно, а только эпизодически, к примеру при активном маневрировании измеряемого устройства. При движении устройства по приблизительно прямолинейной траектории полоса схемы обработки может быть меньшей, коэффициент ОС при этом также будет меньшим, а отношение сигнал-шум (СШ) и чувствительность схемы вырастет. Следовательно, отслеживая максимальную частоту входного сигнала и адаптивно подстраивая коэффициент

обратной связи, возможно увеличивать среднее соотношение СШ за счет уменьшения шумов при равномерном движении измеряемого устройства.

С учетом вышеперечисленного, увеличивать точность измерения датчика возможно, уменьшая шумы входного каскада схемы обработки и адаптивно регулируя полосу схемы обработки. В данной работе представлены схемотехнические методы построения малошумящего входного узла и метод адаптивного управления добротностью МЭМС датчика путем перестройки параметров петли ОС.

Разработка модели схемы обработки

Для оценки влияния петли ОС и схемы обработки на характеристики системы была разработана специальная модель. Механические элементы МЭМС гироскопов обладают частотной зависимостью коэффициента передачи, что позволяет рассматривать их как блоки с передаточной характеристикой [9]. Как правило, полезный сигнал гироскопов находится на нулевой частоте и не требует демодуляции в тракте обработки. С другой стороны, МЭМС гироскопы чаще всего исполняются в емкостном или резонансном виде, для емкостных датчиков измерение постоянных величин ускорения невозможно, поскольку они не способны измерить постоянную составляющую. По этой причине во множестве существующих архитектур схем обработки применяется амплитудная модуляция информационного сигнала [10]. Для измерения угловой скорости гироскоп должен совершать колебания с резонансной частотой, при этом информационный сигнал на входе модулируется этой резонансной частотой, то есть он становится амплитудно-

модулированным сигналом с подавленной несущей. Таким образом, для составления модели схемы обработки, механический элемент МЭМС датчика возможно представить в виде полосового фильтра с центральной частотой f_r и добротностью Q . Модель датчика с сигналом на несущей частоте показана на рис. 1а. Эквивалентную малосигнальную модель схемы возможно получить, приняв информационный сигнал как демодулированный и убрав все смесители из схемы, полученная схема показана на рис. 1б. Полосовой фильтр второго порядка был заменен на ФНЧ первого порядка, так как они имеют одинаковый скат АЧХ (6 дБ на октаву) и сдвиг фазы (90°) в полосе затухания.

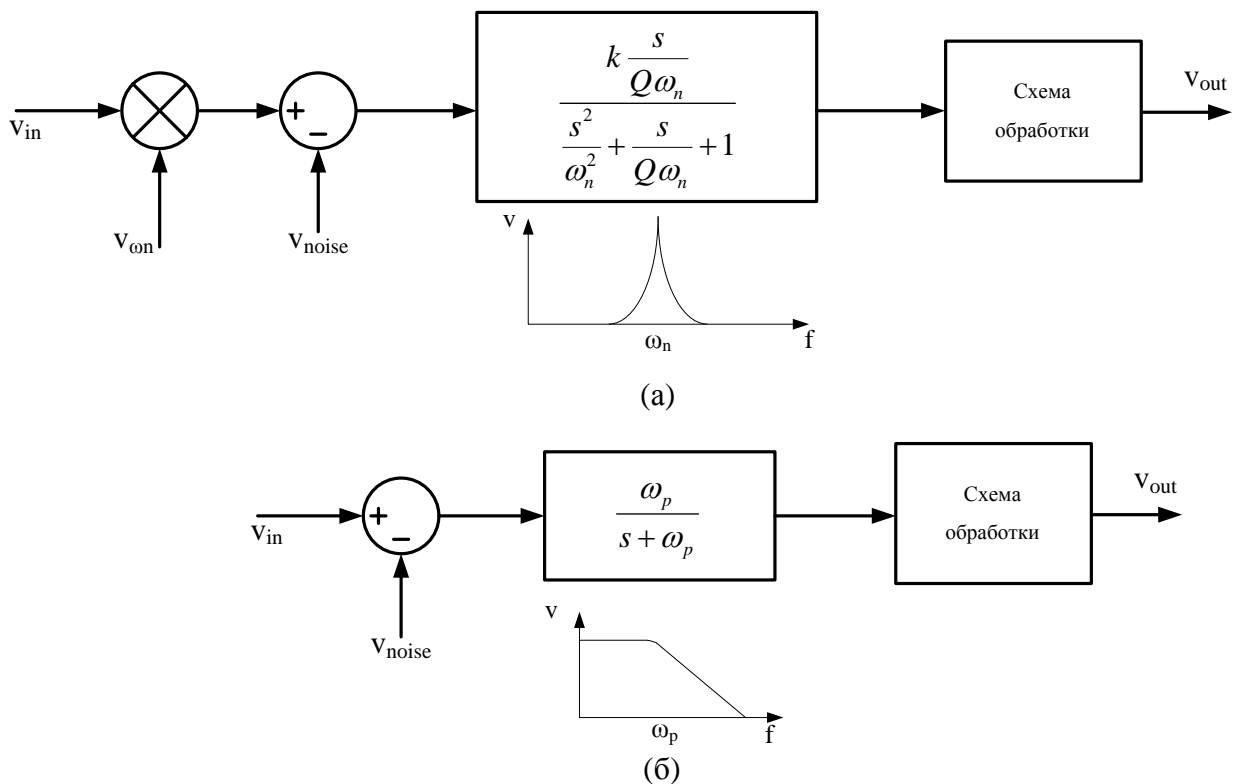


Рисунок 1 – Модели датчика (а) на несущей частоте, (б) на нулевой частоте

Приведенный ко входу шумовой сигнал v_{noise} имитирует тепловой шум механического элемента, в приведенной модели не учитывается смещение нуля и

квадратурная ошибка измерения. Добротность высокоточных датчиков, как правило, велика (> 5000) и приблизительно равна у первичной и вторичной оси, следовательно полоса измеряемого сигнала ограничена единицами Гц. Для расширения полосы измерения применяется схема обработки с обратной связью, показанная на рис. 2а. Поскольку выходной сигнал с датчика модулирован с подавлением несущей, то для демодуляции достаточно использовать аналоговые умножители.

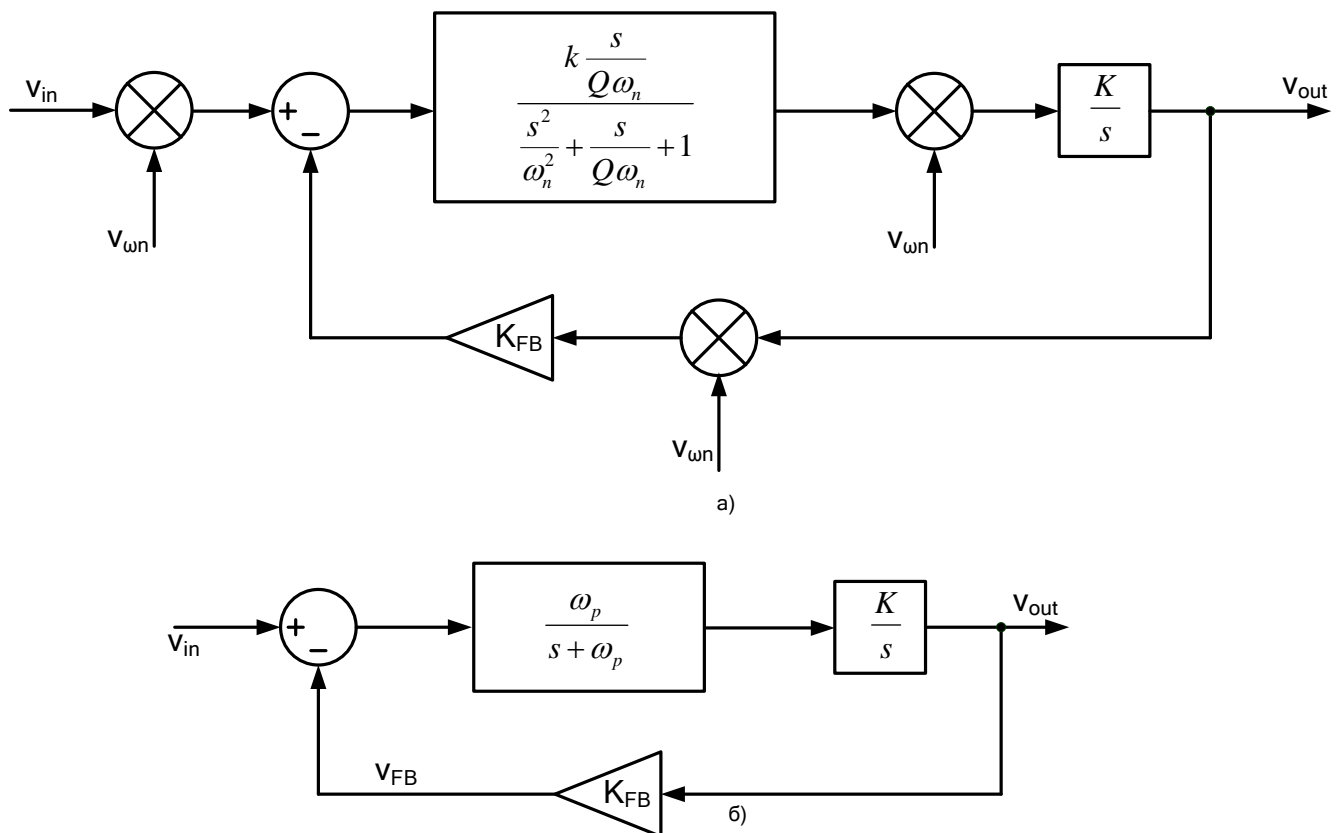


Рисунок 2 – Модели схемы обработки с ОС (а) на несущей частоте, (б) на нулевой частоте

Демодулированный сигнал далее подается на интегратор для фильтрации удвоенной частоты несущей, после чего выходной сигнал переносится обратно на несущую частоту и умножается на коэффициент обратной связи. Для анализа

влияния обратной связи на полосу схемы следует построить малосигнальную модель, исключив из схемы все переносы частоты, полученная схема изображена на рис. 2б. Проведенный расчет модели показал, что амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики $K(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ определяются как:

$$K(\omega) = \sqrt{\operatorname{Re}^2(V_{\text{FB}}) + \operatorname{Im}^2(V_{\text{FB}})}$$

$$\varphi(\omega) = \frac{180}{\pi} \cdot \left(\operatorname{atan} \left(\frac{\operatorname{Im}(V_{\text{FB}})}{\operatorname{Re}(V_{\text{FB}})} \right) + \pi \right)$$

где

$$\operatorname{Re}(V_{\text{FB}}) = \frac{K_{\text{F}} \cdot K_{\text{FB}} \cdot \omega_{\text{p}} \cdot \omega^2}{\omega^2 \cdot \omega_{\text{p}}^2 + \omega^4}$$

$$\operatorname{Im}(V_{\text{FB}}) = \frac{K_{\text{F}} \cdot K_{\text{FB}} \cdot \omega_{\text{p}}^2 \cdot \omega}{\omega^2 \cdot \omega_{\text{p}}^2 + \omega^4}$$

По полученным зависимостям была построена зависимость полосы схемы обработки на рис. 3. Кроме того, посредством моделирования поведенческих блоков и подачи на вход модели сигнала с примесью шума была получена зависимость отношения СШ от коэффициента ОС, также изображенная на рис. 3.

Как видно из графика, полоса и отношение СШ находятся в обратной зависимости. Максимальная частота измеряемых воздействий ограничена ≈ 500 Гц [11], следовательно коэффициент ОС составляет ≈ 50 для схемы первого порядка, и ≈ 500 для схемы второго порядка. Однако, широкая полоса схемы обработки требуется не постоянно, а только эпизодически, к примеру при активном маневрировании измеряемого устройства.

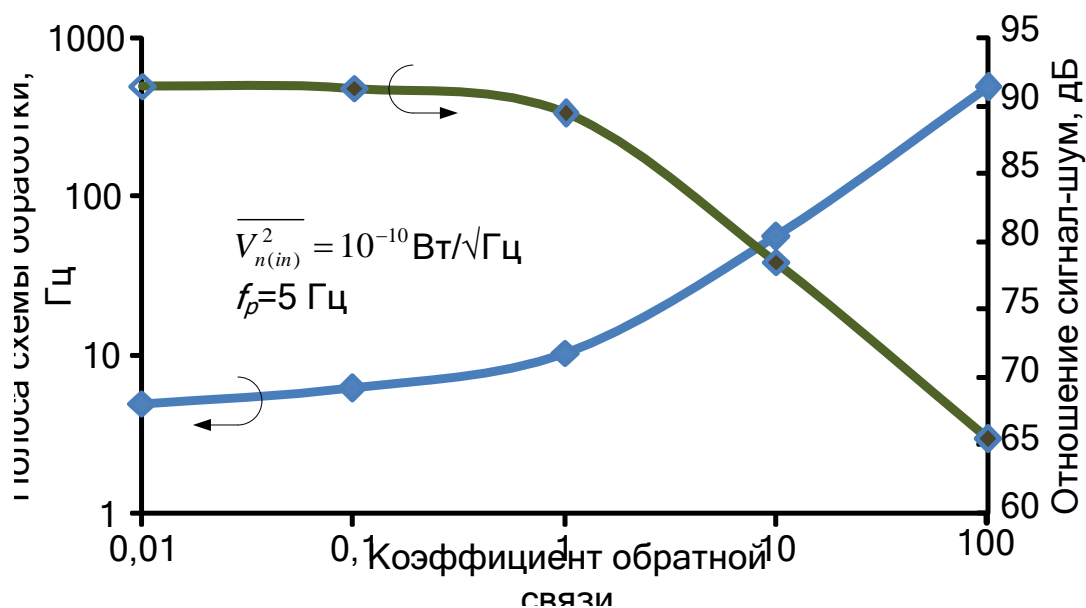


Рисунок 3 – Зависимость полосы схемы обработки и отношения СШ от коэффициента обратной связи

При движении устройства по приблизительно прямолинейной траектории полоса схемы обработки может быть меньшей, коэффициент ОС при этом также будет меньшим, а отношение СШ и чувствительность схемы вырастет. Следовательно, отслеживая максимальную частоту входного сигнала и адаптивно подстраивая коэффициент обратной связи возможно увеличивать среднее соотношение СШ за счет уменьшения шумов при достаточно равномерном движении измеряемого устройства. Влияние полосы схемы обработки на ошибку позиционирования при типичном соотношении СШ на выходе датчика 80 дБ приведено в таблице 1.

Таблица 1 Влияние полосы схемы обработки на ошибку позиционирования

Полоса СО, Гц	Уход угла, °/√ч	Ошибка позиционирования, м (после 60 с)
50	0,067	0,044
160	0,53	0,351
1000	1,64	1,088

Разработка адаптивной схемы обработки

Был предложен метод адаптивной перестройки эффективной добротности датчика путем изменения коэффициента обратной связи схемы обработки в зависимости от граничной частоты входного сигнала. На рис. 4 показана схема, построенная согласно предложенному методу. Схема образована путем добавления к схеме обработки с ОС на рис. 2 звена, следящего за граничной частотой входного сигнала, состоящего из дифференциатора, детектора огибающей, и решающего устройства. Коэффициент передачи дифференциатора возрастает с увеличением частоты, следовательно подав сигнал с выхода дифференциатора на детектор огибающей получим низкочастотный сигнал v_d , прямо пропорциональный максимальной частоте входного сигнала. Сигнал v_d далее подается на решающее устройство для формирования управляющего сигнала v_c для блока с переменным коэффициентом обратной связи K_{FB} . Выход решающего устройства может принимать одно из заранее заданных дискретных значений.

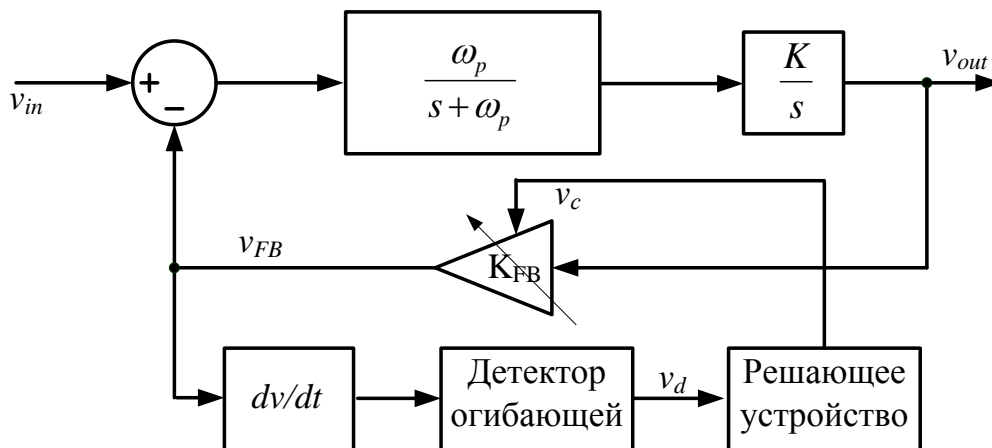


Рисунок 4 – Предложенная адаптивная схема обработки

Адаптивная схема работает следующим образом: предположим, что угловая скорость измеряемого устройства изменяется с частотой более f_1 , тогда выход решающего устройства, коэффициент ОС K_{FB1} , и полоса схемы обработки наименьшая, а соотношение сигнал-шум SNR_1 – наибольшее. В некоторый момент времени угловая скорость начинает изменяться с большей частотой f_2 , следящее звено отслеживает это изменение и изменяет коэффициент ОС на $K_{FB2} > K_{FB1}$, отношение СШ также изменяется $SNR_2 < SNR_1$. Таким образом, достигается увеличение среднего за время работы измеряемого устройства значения отношения СШ, по сравнению со случаем постоянной широкой полосы схемы обработки и низкого отношения СШ. Количество диапазонов ограничено разрешающей способностью решающего устройства, количество полос может быть изменено на этапе проектирования в зависимости от области применения измеряемого устройства [11].

Недостатком такой реализации предложенного метода является потенциальная нестабильность петли ОС при увеличении коэффициента ОС выше единицы. Схема обработки содержит полюс на нулевой частоте, вносимый интегратором, и полюс на низкой частоте (≈ 5 Гц), вносимый ФНЧ, имитирующим механический элемент. Эти близко расположенные полюсы приводят к возникновению фазового сдвига на 180° на низких частотах (от 10 до 100 Гц), следовательно при повышении полосы схемы обработки до 10 Гц, её частота единичного усиления будет находиться в области частот, где сдвиг фазы приближается к 180° , и отрицательная обратная связь превращается в

положительную. Увеличение коэффициента ОС приводит к увеличению частоты единичного усиления, при этом расположение полюсов, а значит и вид ФЧХ для всех случаев, остается то же, следовательно при увеличении коэффициента ОС запас фазы уменьшается и уже при КФВ, равном единице, запас фазы составляет 20° , что показывает нестабильность петли ОС. Стабильность петли ОС при таком расположении полюсов возможно добиться только при коэффициенте ОС, равном 0,1, однако полоса схемы обработки при этом не будет превышать 1 Гц.

Модифицированная адаптивная схема обработки

Для увеличения стабильности петли ОС была предложена модифицированная адаптивная схема обработки на рис. 5. Петля обратной связи модифицированной схемы состоит из набора коммутируемых звеньев, которые содержат блоки, задающие коэффициенты ОС $K_{FB1} - K_{FBn}$, а также блоки компенсации $LLC_1 - LLC_n$ (*lag-lead compensator*). Блоки *LLC* состоят из опережающего (*lead*) и запаздывающего (*lag*) звеньев. Опережающее звено (ОЗ) добавляет положительное значение фазы на своей центральной частоте, что позволяет увеличить запас фазы схемы обработки, если настроить центральную частоту звена на частоту единичного усиления.

Передаточная характеристика ОЗ выражается как:

$$H_{LeadC}(S) = \frac{s-z_1}{s-p_1}, |z_1| < |p_1| \quad (1)$$

или

$$H_{LeadC}(S) = g \cdot \alpha_1 \cdot \frac{1+\tau_1 \cdot s}{1+\alpha_1 \cdot \tau_1 \cdot s}, \alpha < 1 \quad (2)$$

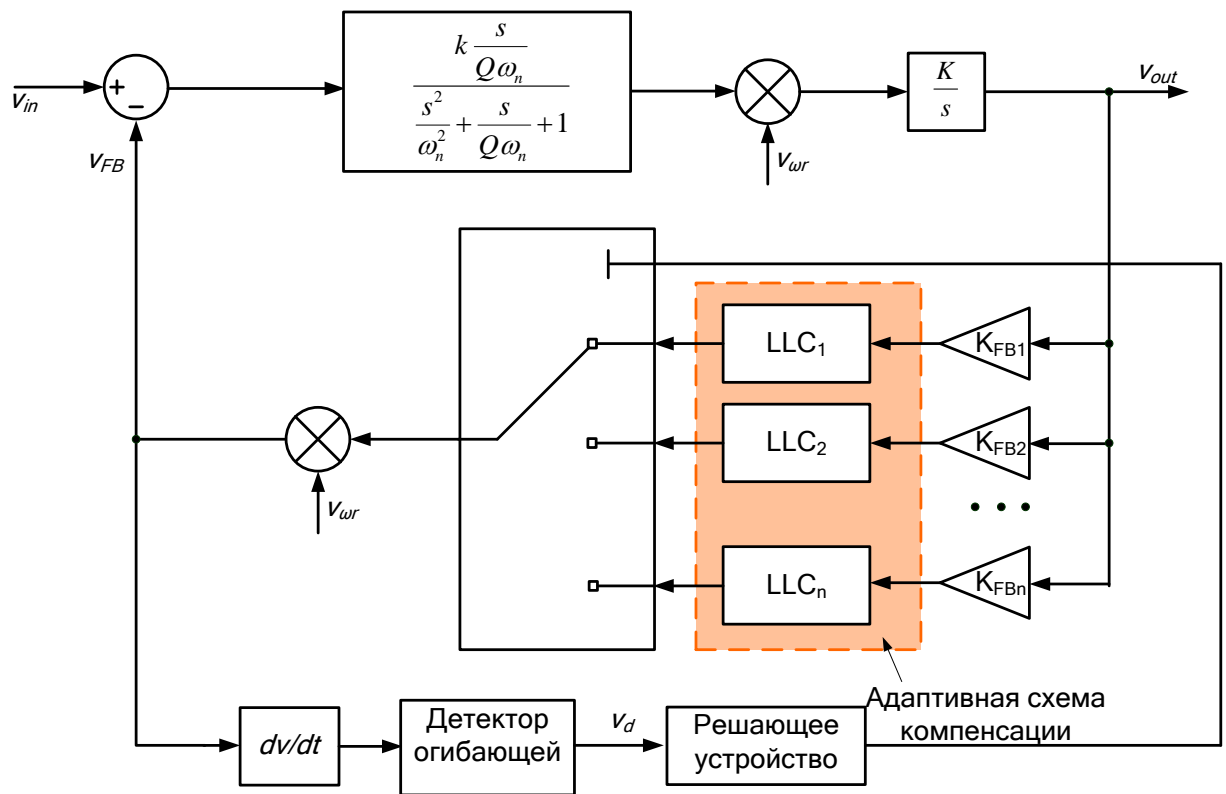


Рисунок 5 – Модифицированная адаптивная схема обработки

При этом форма (2) удобна для практического расчета схемы стабилизации, так как центральная частота звена зависит от параметра τ , а максимальный сдвиг фазы от параметра α . Как видно из (1), ОЗ имеет один полюс и один нуль в левой полуплоскости, причем частота нуля больше частоты полюса, нуль в ПХ дает сдвиг фазы $+45^\circ$ на своей частоте и итоговый сдвиг $+90^\circ$, тогда как полюс дает сдвиги -45° и -90° соответственно, таким образом на частоте, намного большей частоты полюса итоговый сдвиг фазы будет равен нулю. Рассчитав расстояние между нулем и полюсом возможно получать необходимое положительное значение фазы на определенной частоте, при этом нуль в передаточной характеристике приводит к повышению коэффициента передачи с наклоном 6 дБ на октаву до частоты полюса, после чего КП перестает зависеть от частоты. За счет того, что КП на больших

частотах больше, чем на малых, удвоенная несущая частота, появляющаяся на выходе демодулятора, будет усиливаться опережающим звеном и может иметь амплитуду, соизмеримую с амплитудой информационного сигнала. Последовательное включение опережающего и запаздывающего звеньев позволяет получить нужный положительный фазовый сдвиг, при этом коэффициент передачи на высокой частоте будет равен единице. АЧХ и ФЧХ полученного *lag-lead* (опережающее-запаздывающего) звена показаны на рис. 6. Максимальный положительный сдвиг фазы такой схемы определяется не только параметром α ОЗ, но также и расстоянием между центральными частотами ОЗ и ЗЗ, чем меньше это расстояние, тем меньше достижимый сдвиг фазы. Схема также вносит отрицательный фазовый сдвиг на высоких частотах за счет работы ЗЗ, при проектировании системы необходимо убедиться, что центральная частота ЗЗ находится выше частоты единичного усиления петли ОС для сохранения стабильности.

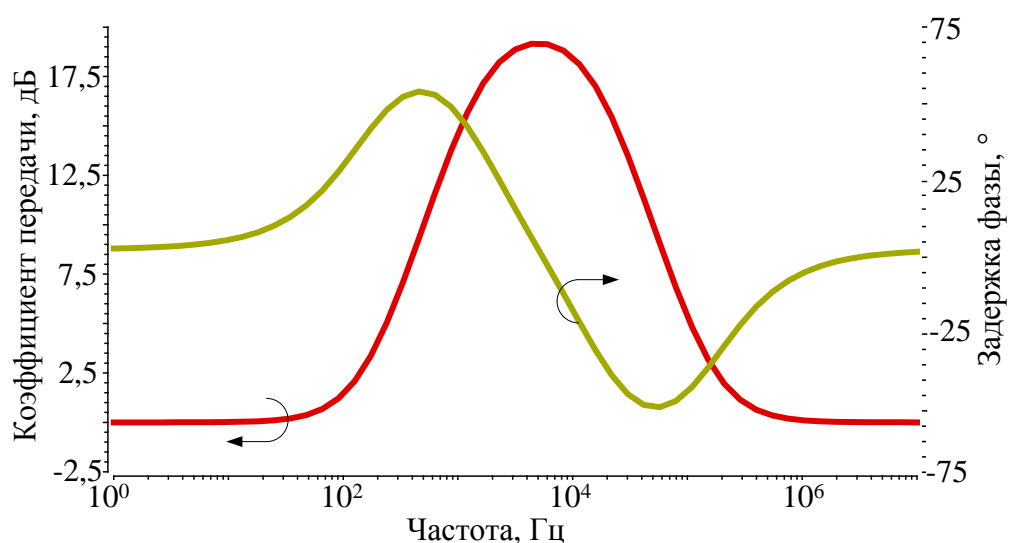


Рисунок 6 – АЧХ и ФЧХ *lag-lead* звена

Для обеспечения стабильности петли ОС во всем диапазоне перестройки коэффициента обратной связи был предложен метод расчета параметров *lead-lag* звеньев. Согласно методу производится расчет частоты единичного усиления и запаса фазы петли ОС при каждом коэффициенте ОС, далее вычисляется величина необходимой дополнительной фазы для достижения запаса фазы не менее 60° , и определении параметров τ и α *lead-lag* звеньев.

Для подтверждения эффективности предложенной схемы компенсации была использована схема на рисунке 6, которая состоит из петли ОС с запаздывающим и опережающим звеньями в цепи ОС. Результаты частотного моделирования

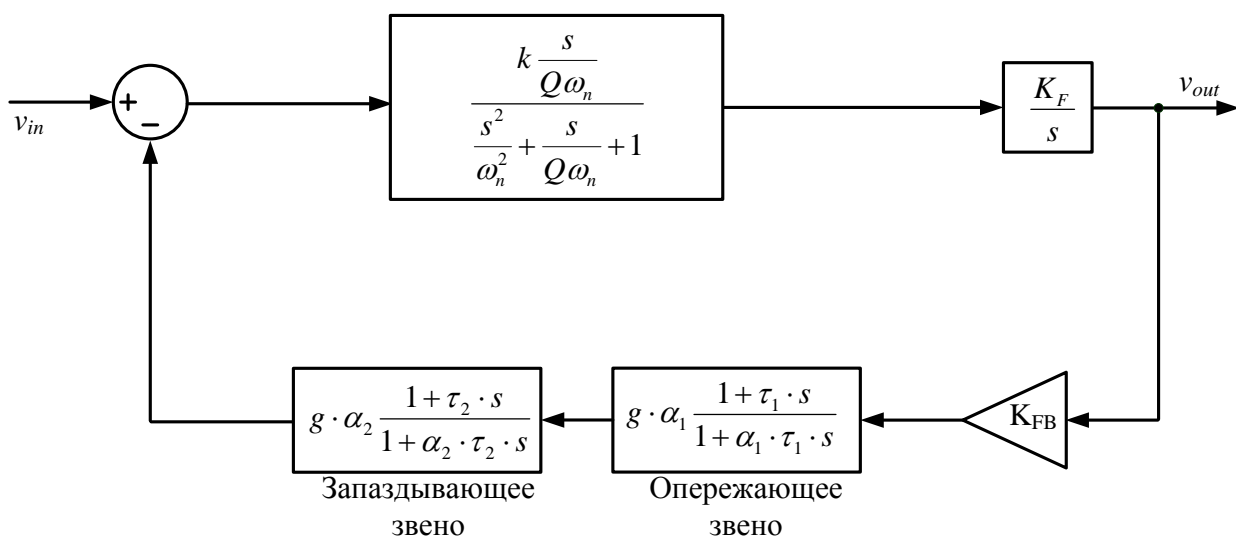


Рисунок 6 – Петля ОС со схемой компенсации

показаны на рис. 7, на ФЧХ видно влияние опережающего звена на частоте единичного усиления, звено добавляет $\approx 50^\circ$ на этой частоте, итоговый запас фазы составляет 53° , центральные частоты ОЗ и ЗЗ разнесены на два порядка.

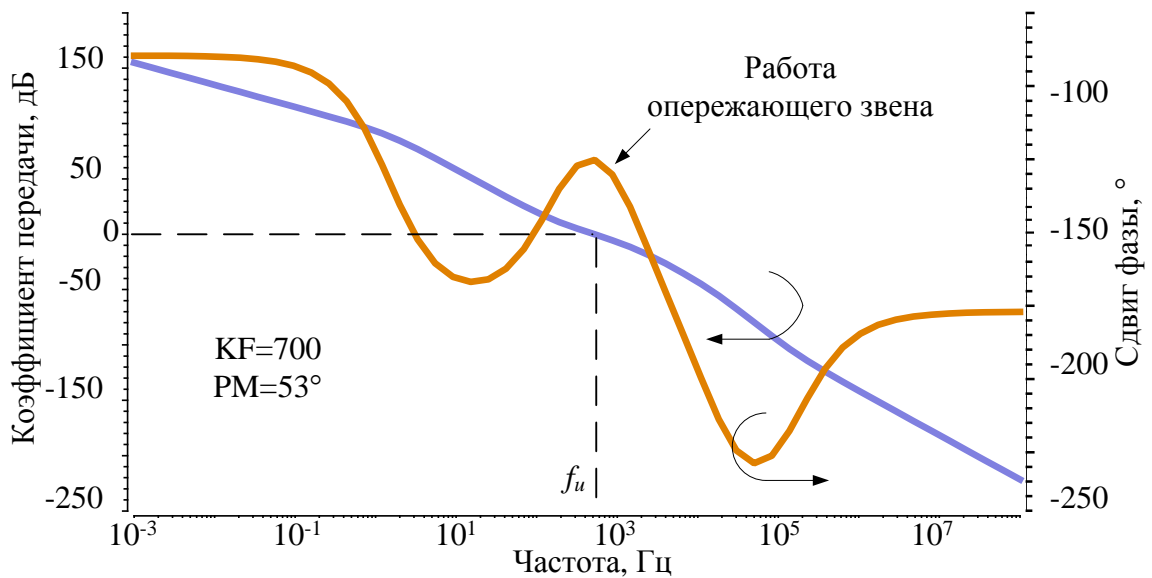


Рисунок 7 – АЧХ и ФЧХ разомкнутой петли ОС со схемой компенсации

Моделирование полной модели схемы обработки на рис. 5, включающую адаптивную схему перестройки было произведено в среде *Simulink*. Частотные диапазоны, параметры ОС и звеньев компенсации, полученные значения сигнал-шум изображены на рис. 8, отношение сигнал-шум схемы выходного сигнала находится в диапазоне от 72,4 дБ до 84,6 дБ.

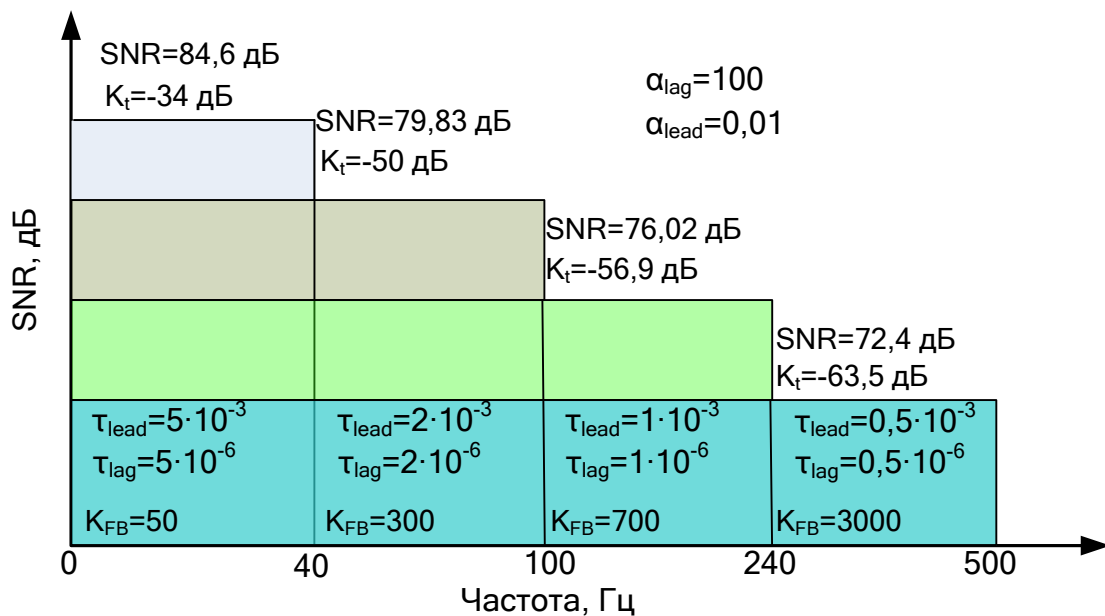


Рисунок 8 – Частотные диапазоны и параметры адаптивной петли ОС

Для расчета выигрыша в величине погрешности горизонтального позиционирования при использовании предложенной схемы было проведено моделирование в среде *Matlab*, был сформирован вектор случайных чисел, данный вектор отображает граничную частоту входящего сигнала, имитирующую случайную траекторию автономного подвижного объекта, в определенные промежутки времени. Каждому значению граничной частоты соответствует свое значение SNR , как показано на рис. 8. Далее вычисляется средняя величина шума на основе этих значений SNR , на основании которой вычисляется итоговое среднее значение SNR_{av} . Используя это значение рассчитывается величина дисперсии шума и случайного дрейфа, на основании которого определяется ошибка горизонтального позиционирования. Моделирование показало, что среднее значение SNR_{av} при применении адаптивной схемы увеличилось на 5 дБ (до 77 дБ) по сравнению со схемой обработки с фиксированной полосой, равной 500 Гц, что соответствует выигрышу в точности горизонтального позиционирования после интегрирования в течении одной минуты с 6 м до 2,6 м.

Выводы

- 1) Разработана математическая модель системы, состоящей из микроэлектромеханического преобразователя угловой скорости в напряжение и схемы обработки, позволяющая рассчитать динамические и точностные характеристики системы на несущей частоте
- 2) На основе предложенной модели была разработана адаптивная схема обработки, включающая петлю обратной связи с перестраиваемым коэффициентом

обратной связи. За счет адаптивной перестройки достигается увеличение среднего соотношения сигнал-шум на выходе схемы обработки на 5 дБ, что эквивалентно ошибке горизонтального позиционирования 2,5 м при интегрировании в течение одной минуты. Предложенная схема отслеживает граничную частоту входного сигнала, и в зависимости от этой частоты устанавливает коэффициент обратной связи в одно из фиксированных значений, при этом большему значению коэффициент ОС (КОС) соответствует большая полоса и величина шума на выходе.

3.) Анализ устойчивости адаптивной петли ОС показал, что схема обладает малым запасом фазы ($< 10^\circ$) и потенциально неустойчива в широком диапазоне значений КОС при использовании высокочувствительных датчиков с высокой добротностью. Для решения этой проблемы было предложено использовать перестраиваемые звенья компенсации, добавляющие определенное значение фазы ($\approx 60^\circ$) на частоте единичного усиления схемы, что увеличивает запас фазы (до 50°) и улучшает устойчивость. Также был предложен метод расчета звеньев компенсации, применение которого позволяет обеспечить устойчивую работу схемы во всем диапазоне адаптивно изменяемых значений КОС.

Библиографический список

1. Тарыгин И.Е., Козлов А.В. Анализ наблюдаемости в задаче калибровки температурных моделей погрешностей инерциальных датчиков авиационной навигационной системы // Труды МАИ, 2016, №89:
<http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=73319>

2. J. Koch C. Hillenbrand and K. Berns. "Inertial navigation for wheeled robots in outdoor terrain," Proceedings of the Fifth International Workshop on Robot Motion and Control, 2005. RoMoCo '05., 2005, pp. 169-174.
3. Barshan B.; Durrant-Whyte H.F. "Inertial navigation systems for mobile robots," in Robotics and Automation, IEEE Transactions on , vol.11, no.3, pp.328-342, Jun 1995
4. Перов А.И., Днепров В.В. Потенциальная точность оценок углов ориентации объекта по сигналам спутниковых радионавигационных систем // Труды МАИ, 2015, № 82: <http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=58810>
5. Tikhomirov A., Omelyanchuk E., Semenova A. Radio Wave Propagation Impact on Signal Parameters of Local Positioning Systems. 2016 IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference (2016 ElConRusNW). 2-3 February, Saint-Petersburg, Russia, pp.490-494.
6. Ayazi F., Najafi K. Design and Fabrication of A High-Performance Polysilicon Vibrating Ring Gyroscope. In Proceedings of the Eleventh Annual International Workshop on MEMS, Heidelberg, Germany, 25–29 January 1998, pp. 621–626.
7. Ayazi F., Najafi K.A. HARPSS polysilicon vibrating ring gyroscope. J. Microelectromechanical Syst. 2001, no.10, pp. 169–179.
8. He G., Najafi K. A Single-Crystal Silicon Vibrating Ring Gyroscope. In Proceedings of the Fifteenth IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, Las Vegas, NV, USA, 20–24 January 2002; pp. 718–721.
9. Lefevre H. The Fiber-Optic Gyroscope. Norwood, MA: Artech House, 1993.

10. Aaltonen L. Integrated Interface Electronics For Capacitive Mems Inertial Sensors. PhD thesis – Aalto University School of Science and Technology, 2010. 155 p.
11. Тимошенко С.П., Анчутин С.А., Плеханов В.Е., Кочурина Е.С., Тимошенко А.С., Зуев Е.В. Разработка математического описания кольцевого микрогироскопа // Нано-и микросистемная техника. 2014. № 5. С. 18–25.
12. Aaltonen L., Kalanti A., Pulkkinen M., Paavola M., Kamarainen M. and Halonen K.A.I. "A 2.2 mA 4.3 mm ASIC for a 1000 /s 2-Axis Capacitive Micro-Gyroscope," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 46, no. 7, pp. 1682-1692, July 2011.
13. Timoshenko A., Tafintsev K., Lomovskaya K., Lisov A. Analog-Controlled Feedback for Predistortion of GaN Power Amplifier // Proceedings of 2015 9th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT). – Rostov-on-Don, Russia, 14-16 October 2015, pp. 352–355.