

УДК 621.391.172
DOI 10.17285/0869-7035.0086

Н. В. КУЗНЕЦОВ, Я. В. БЕЛЯЕВ, А. В. СТЯЖКИНА, А. Т. ТУЛАЕВ,
М. В. ЮЛДАШЕВ, Р. В. ЮЛДАШЕВ

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ АРХИТЕКТУРЫ ФАПЧ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ГИРОСКОПОВ

В современных микромеханических гироскопах системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) могут использоваться для обеспечения возбуждения колебаний инерционной массы, а также для формирования тактовых последовательностей блоков обработки и выделения полезного сигнала в интегральной схеме. В данной работе рассматривается оценка влияния архитектуры ФАПЧ на характеристики микромеханических гироскопов. Показано, что предлагаемая система ФАПЧ с двойной дискретизацией позволяет повысить точность микромеханического гироскопа за счет обеспечения высокой скорости синхронизации, а также более высокой стабильности частоты по сравнению с широко используемыми системами ФАПЧ с накачкой заряда и с однократной дискретизацией.

Ключевые слова: микромеханический гироскоп, система фазовой автоподстройки частоты, CP-PLL, SP-PLL, DSPLL.

1. Введение

Расширение областей применения микромеханических гироскопов (ММГ), в том числе за счет создания современных малогабаритных систем навигации и управления движением, связано с повышением требований к характеристикам датчиков с учетом внешних воздействующих факторов (изменение температуры, вибрации, удары и др.) [1–4]. Улучшение характеристик невозможно без использования комплексных решений как на уровне чувствительного элемента (ЧЭ), улучшения параметров отдельных блоков электроники в интегральном исполнении, оптимизации процессов корпусирования, так и на уровне общей архитектуры датчика [3, 5].

Принцип действия ММГ основан на преобразовании энергии колебаний инерционной массы (ИМ) ЧЭ по первичной оси в энергию колебаний по ортогональной ей вторичной оси. Колебания по вторичной оси содержат информацию об измеряемой угловой скорости, действующей на основании ММГ по оси чувствительности, орто-

Кузнецов Николай Владимирович. Доктор физико-математических наук, профессор Санкт-Петербургский государственный университет; Институт проблем машиноведения РАН (С.-Петербург). ORCID 0000-0002-3837-7714.

Беляев Яков Валерьевич. Кандидат технических наук, начальник НТЦ «Дизайн-центр», АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор» (С.-Петербург).

Стяжкина Анна Васильевна. Научный сотрудник, АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор».

Тулаев Артем Толибович. Инженер, АО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор».

Юлдашев Марат Владимирович. Доктор физико-математических наук, профессор, Санкт-Петербургский государственный университет. ORCID 0000-0002-4922-4043.

Юлдашев Ренат Владимирович. Доктор физико-математических наук, профессор, Санкт-Петербургский государственный университет. ORCID 0000-0001-8185-1269.

гональной первым двум осям. Для датчиков с цифровым выходом аналоговые сигналы, пропорциональные перемещениям ИМ по соответствующим осям, оцифровываются с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и после фильтрации и коррекции используются для формирования управляющих воздействий и выделения полезного сигнала, содержащего информацию об угловой скорости. Параметры ММГ напрямую определяются характеристиками электронных блоков и применяемыми алгоритмами управления и обработки. Для работы аналоговых и цифровых электронных блоков в интегральном исполнении важно обеспечить точное задание тактовых сигналов с привязкой к резонансной частоте и амплитуде контура первичных колебаний с помощью системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) [4, 6–7].

В источниках литературы применительно к ММГ в основном рассматриваются две архитектуры: ФАПЧ с накачкой заряда (Charge Pump Phase Locked Loop, CP-PLL) [6] и ФАПЧ с однократной дискретизацией (Sampling Phase Locked Loop, SPLL) [7], которые обладают рядом недостатков. В настоящей статье предлагается архитектура ФАПЧ с двойной дискретизацией (Double Sampling Phase Locked Loop, DSPLL) [15].

Цель данной работы – оценка влияния на характеристики ММГ прямого и компенсационного измерения стабильности частоты и скорости выхода в рабочий режим ФАПЧ с накачкой заряда, ФАПЧ с двойной и однократной дискретизацией. При этом в работе авторами рассматривается один из основных факторов, влияющих на стабильность (уход частоты от истинного значения), – погрешность поддержания частоты в переходном режиме захвата и последующего ее удержания с учетом шумов и пульсаций.

2. Влияние ФАПЧ на характеристики ММГ прямого измерения

В ММГ прямого измерения одна из основных точностных характеристик – изменение масштабного коэффициента – в обобщенном виде может быть описана частотными характеристиками соответствующих колебательных контуров системы подвесов ИМ и разностью между их собственными частотами.

С учетом принципа действия ММГ разность между частотами колебаний первичного и вторичного контуров фактически определяет механический коэффициент усиления K_M , максимальное значение которого достигается в режиме работы с совмещенными частотами при $f_2 - f_1 = 0$ и ограничено только значением добротности Q_2 [8]:

$$K_M(f_2) = \left(\left(1 - \frac{f_1^2}{f_2^2} \right)^2 + \frac{f_1^2}{Q_2^2 f_2^2} \right)^{-1/2}, \quad (1)$$

где f_1 – собственная частота колебаний первичного контура, f_2 – собственная частота колебаний вторичного контура, Q_2 – добротность контура вторичных колебаний. Величина добротности в основном определяется степенью вакуумирования. Для случая, когда при изготовлении используется герметизация на уровне чипа с глубоким вакуумом, величина добротности контура вторичных колебаний может достигать 10^4 в зависимости от топологии ЧЭ.

На практике из-за наличия внешних воздействующих факторов и нелинейностей, обусловленных силами упругости подвесов ИМ и электростатическими силами, а также расширением полосы пропускания, чтобы обеспечить стабильность работы датчика, добротность контура вторичных колебаний уменьшают до нескольких тысяч и менее за счет применения электрических обратных связей [9].

На рис. 1 приведен график зависимости механического коэффициента усиления от разности частот для систем с разной добротностью. Из анализа данных на рис. 1 видно, что для начальной настройки ММГ в режиме с совмещенными частотами ($df = 0$) изменение механического коэффициента усиления и, как следствие, масштабного коэффициента напрямую зависит от добротности системы и величины расстройки по частоте.

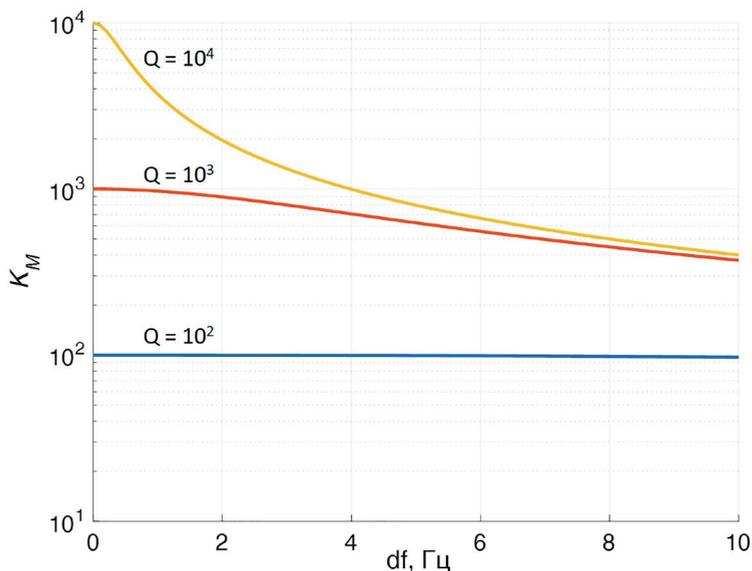


Рис. 1. Зависимость K_M от расстройки по частоте для следующих параметров:
 $f_1 = 8$ кГц, $f_2 = 8 - 8,01$ кГц, $Q = 10^2 - 10^4$

Причиной расстройки может быть зависимость параметров подвеса ИМ от внешних воздействий, а также наличие нелинейных перекрестных механических и электрических связей между осями (недиагональные элементы матриц жесткости и демпфирования), статических и динамических погрешностей, нестабильностей электронных блоков управления, в том числе блоков ФАПЧ.

К примеру, для системы с добротностью 10^3 (обозначена на графике красным цветом) в случае расстройки системы на 10 Гц изменение масштабного коэффициента превысит начальное значение более чем в 2,7 раза. Это повлечет за собой уменьшение динамического диапазона ММГ на $\sim 8,6$ дБ.

3. Влияние ФАПЧ на характеристики ММГ компенсационного измерения

ММГ компенсационного измерения обладает системой управления с обратной связью по вторичному контуру колебаний, формирующей управляющее воздействие для удержания ИМ в начальном положении во всем диапазоне угловых скоростей и внешних факторов. При этом важно отметить, что применение принципа управления с глубокой обратной связью необходимо для обеспечения универсальности и инвариантности к параметрическим возмущениям и позволяет обеспечить робастное управление с большими коэффициентами контурного усиления [10–11].

Упрощенная блок-схема ММГ компенсационного измерения с ФАПЧ приведена на рис. 2.

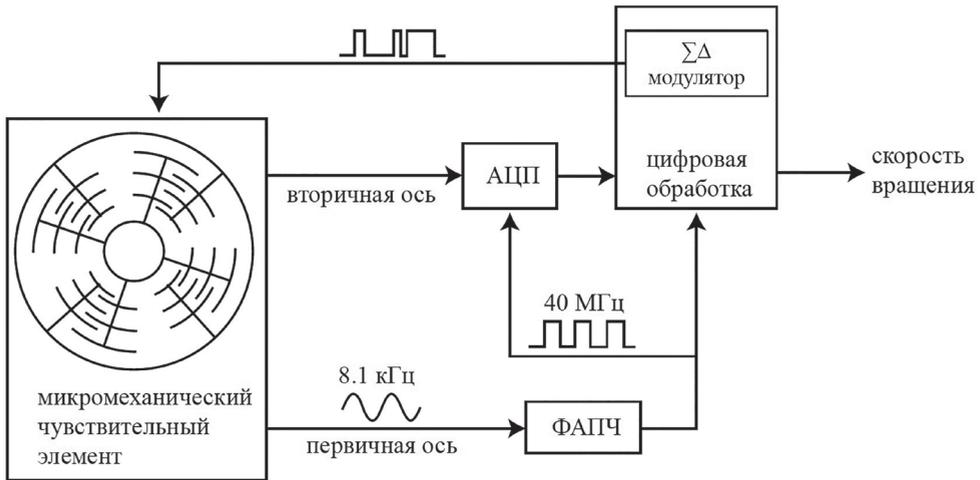


Рис. 2. Упрощенная блок-схема ММГ компенсационного измерения на основе схемы с ФАПЧ

ММГ с электромеханическим модулятором $\Sigma\Delta$ (сигма-дельта) – одни из наиболее перспективных [3, 13–14]. В них механическая система подвеса ИМ используется в составе $\Sigma\Delta$ -модулятора совместно с цифровыми блоками, в результате чего образуется электромеханическая система 4 порядка. За счет передискретизации и фильтрации в таких ММГ возможен перенос шума квантования из рабочей области частот с формированием характерной частотной шумовой ямы (Noise Shaping) [12]. Это позволяет значительно повысить эффективную разрядность и использовать все преимущества систем с глубокой обратной связью. В рассматриваемой системе предполагается, что термомеханический и тепловой шум электронных блоков имеет на порядок меньшее значение, чем шум квантования. Спектральная плотность мощности выходного сигнала приведена на рис. 3.

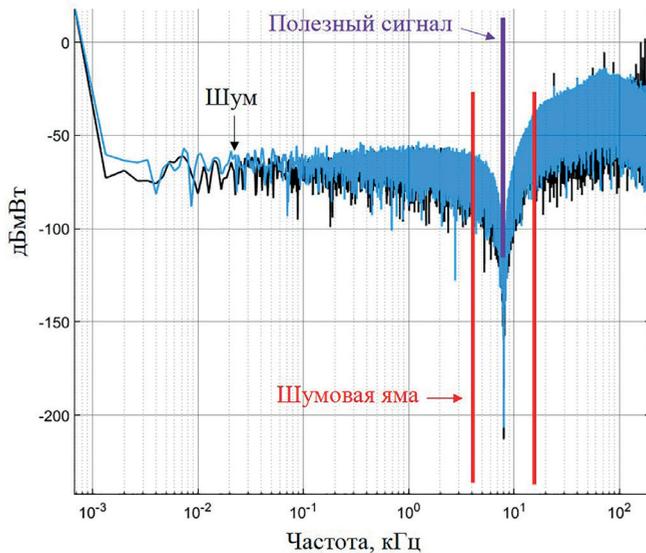


Рис. 3. Спектр выходного сигнала для электрического $\Sigma\Delta$ -модулятора (синий) и электромеханического $\Sigma\Delta$ -модулятора (черный)

Для выделения полезного сигнала и задания требуемых режимов работы с возможностью гибкой реконфигурации в электронных схемах ММГ применяют цифровую обработку сигналов. Параметры цифровых фильтров задаются коэффициентами и определяются разрядностью, структурой фильтра и тактовым сигналом от ФАПЧ. Точность закладываемой в фильтр передаточной функции, помимо точности задания коэффициентов фильтра, определяется также точностью задания частоты тактирования фильтра.

К примеру, на рис. 4 показан увеличенный фрагмент графика рис. 3 для исходной точной настройки цифровых фильтров эквивалентной передаточной функции (синий график) на частоту первичных колебаний $f = 8,1$ кГц для реальной системы. Отклонение тактовой частоты от 400 кГц на 10 Гц с коэффициентом передискретизации, равным 49, приведет к отклонению положения шумовой ямы на 0,2 Гц, что эквивалентно снижению динамического диапазона на 0,35 дБ, или 4%.

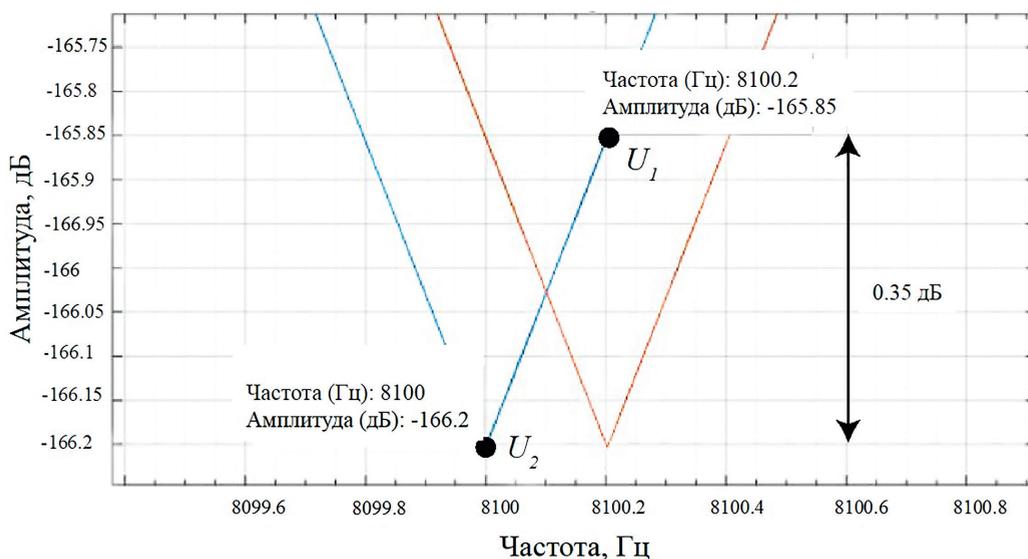


Рис. 4. Увеличенный фрагмент спектра выходного сигнала, приведенного на рис. 3, при точной настройке (синий график) и при изменении тактовой частоты (красный график)

Таким образом, при сравнении результатов, полученных в разделах 2 и 3, можно сделать вывод, что влияние ФАПЧ на характеристики ММГ компенсационного измерения с $\Sigma\Delta$ -управлением значительно меньше, чем для датчика прямого измерения. В рассматриваемом примере разница составляет $8,6 \text{ дБ} - 0,35 \text{ дБ} \approx 8,25 \text{ дБ}$, или 2,6 раза.

4. Сравнение архитектур ФАПЧ

В работах [6–7] рассмотрены две возможные архитектуры ФАПЧ для генерации тактового сигнала в ММГ: с накачкой заряда и с дискретизирующим фазовым детектором. Применение этих архитектур имеет известные недостатки. Для работы СР-PLL требуется преобразование синусоидального сигнала в прямоугольный, что делает эту схему чувствительной к шуму [7]. Система SPLL работает с синусоидальным сигналом на входе и не требует его преобразования в прямоугольный, однако в [6] отмечается, что захват частоты в SPLL может происходить медленнее по срав-

нению с CP-PLL. В то же время в сигнале на выходе фазового детектора SPLL после синхронизации присутствуют нежелательные колебания.

В данной работе предлагается использовать улучшенную архитектуру ФАПЧ с двойной дискретизацией [15]. DSPLL имеет следующие преимущества: не содержит колебаний на выходе фазового детектора, характерных для SPLL и CP-PLL; допускает настройку для быстрой синхронизации аналогично CP-PLL; моделируется простыми разностными уравнениями с дискретным временем.

Для демонстрации различия в архитектурах ФАПЧ рассмотрим режим работы, когда амплитуда и частота колебаний по первичной оси поддерживаются постоянными, что позволяет проводить измерения по вторичной оси [3, 16]. Обозначим как $v_{in}(t) = A \sin(\omega_{ref} t)$ напряжение, соответствующее колебаниям по первичной оси (где, например, $\omega_{ref} = 8093 \cdot 2\pi$ рад/с и $A = 0,0262$ В).

Рассмотрим работу ФАПЧ с двойной дискретизацией, схема которой представлена на рис. 5.

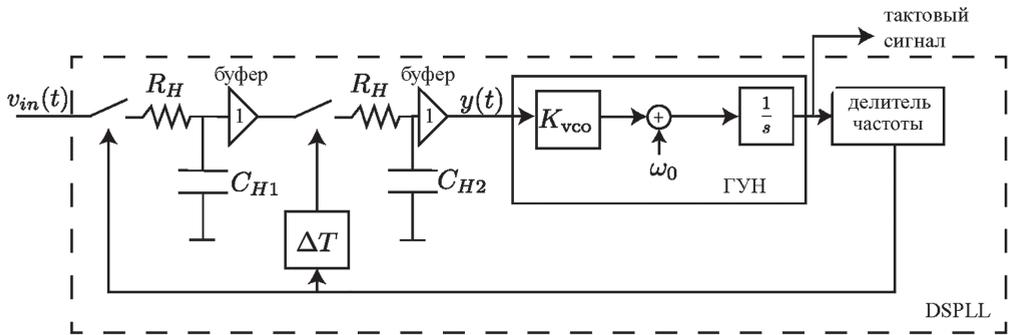


Рис. 5. Принципиальная схема ФАПЧ с двойной дискретизацией (DSPLL)

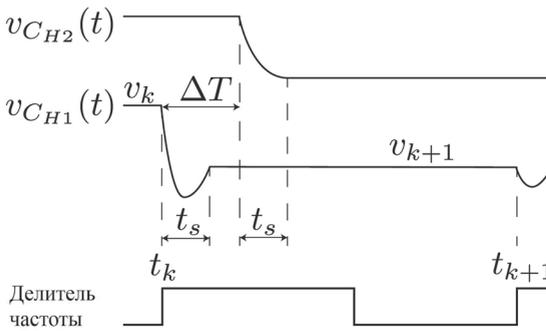


Рис. 6. Принцип работы ключей в DSPLL

DSPLL производит дискретизацию $v_{in}(t)$ в моменты времени, соответствующие передним фронтам выхода делителя частоты, с использованием ключа, соединенного последовательно с конденсатором C_{H1} . Ключ замыкается на короткий фиксированный период времени t_s , заряжает конденсатор до напряжения входного сигнала, а затем размыкается. Внутреннее сопротивление ключа моделируется резистором R_H . В стандартном SPLL напряжение конденсатора служит в качестве

управляющего сигнала для управляемого напряжением генератора (ГУН). Вместе с тем, из-за того что $v_{in}(t)$ изменяется, после замыкания возникают v -образные переходные процессы напряжения конденсатора C_{H1} (см. рис. 6).

Эти короткие пики v -образной формы существуют даже в стационарном режиме и повторяются с опорной частотой. Для того чтобы исключить их влияние на работу ФАПЧ, в DSPLL используют второй дискретизатор на базе конденсатора C_{H2} и ключа, который замыкается с задержкой ΔT после первого ключа. Выходной сиг-

нал второго дискретизатора можно использовать напрямую, без фильтрации, для управления частотой ГУН. Буферные усилители применяются, чтобы сделать два дискретизатора независимыми. В синхронном режиме работы при постоянной частоте входного сигнала выходной сигнал второго дискретизатора будет постоянным.

Работу системы DSPLL можно описать следующими разностными уравнениями (см. вывод аналогичных уравнений в [15]):

$$\begin{aligned} v_{k+1} &= g(\omega_{ref} t_k) + g'(\omega_{ref} t_k) \omega_{ref} (t_s - \tau_1), \\ t_{k+1} &= t_k + \frac{2\pi N + K_{vco} (v_{k+1} - v_k) (\Delta T + \tau_2)}{\omega_0 + K_{vco} v_{k+1}}, \end{aligned} \quad (2)$$

где t_k – момент времени срабатывания первого ключа; K_{vco} – чувствительность ГУН; N – коэффициент делителя частот; ω_{ref} – частота входного сигнала; ω_0 – собственная частота ГУН, определяемая начальными параметрами; v_k – установившийся заряд конденсатора; $g(\omega_{ref} t)$ – входной сигнал ($v_{in}(t)$); $g'(\theta) = \frac{d}{d\theta} g(\theta)$; $\tau_1 = R_H C_{H1}$, $\tau_2 = R_H C_{H2}$ – постоянные времени соответствующих переходных процессов. Уравнения (2) описывают нелинейную динамическую систему второго порядка и получены в предположении, что время переходных процессов в дискретизаторах, определяемое постоянными τ_1 и τ_2 , мало по сравнению с периодом t_s , в течение которого ключ замкнут. При этом t_s должно быть мало по сравнению с периодом входного сигнала. Система (2) сводится к нелинейной системе с периодической по $\phi_k = \omega_{ref} t + 2\pi k$ правой частью, состояния равновесия которой будут соответствовать синхронному режиму работы ФАПЧ. Для определения устойчивости синхронного режима работы в системах такого вида используются эффективные критерии устойчивости (см., например, [17–18]).

5. Результаты математического моделирования

В приложении приведены реализации CP-PLL, SPLL и DSPLL в Matlab Simulink и их параметры (рис. 9–11, таб. 1–2). Результаты математического моделирования начального захвата частоты при наличии шума (см. рис. 12 в приложении) изображены на рис. 7–8.

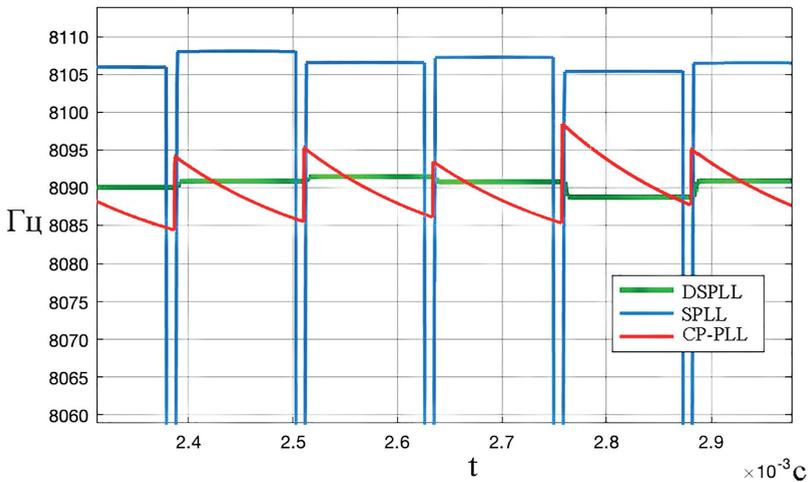


Рис. 7. Частоты (при переходном процессе захвата частоты): CP-PLL (красный), DSPLL (зеленый), SPLL (синий)

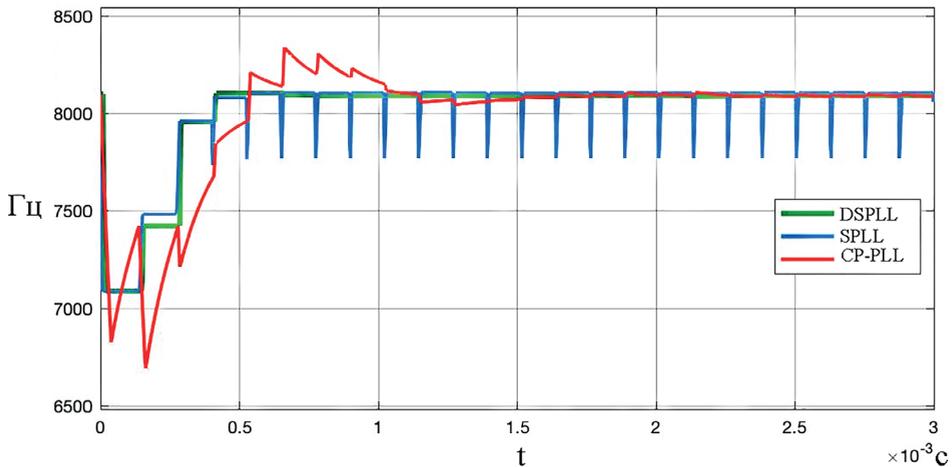


Рис. 8. Частоты (после синхронизации): CP-PLL (красный), DSPLL (зеленый), SPLL (синий)

Время втягивания в синхронный режим и амплитуда колебаний частоты всех трех ФАПЧ (рис. 7) связаны с начальной расстройкой по фазе и частоте, в то время как при плавном изменении частоты и фазы в первичном контуре система ФАПЧ работает в режиме слежения (удержания), практически полностью нивелируя переходные процессы. Тем не менее именно режим удержания (рис. 8) демонстрирует, что частоты SPLL и CP-PLL непрерывно меняются на периоде первичных колебаний в синхронизированном состоянии (рис. 7–8, красная линия, колебания в диапазоне до 10 Гц) в отличие от частоты DSPLL, что является преимуществом предлагаемого решения. При этом начальная подстройка DSPLL может происходить существенно быстрее, чем CP-PLL (см. рис. 7).

Заключение

В работе показано, что ММГ прямого измерения являются более чувствительными к изменению частоты колебаний ИМ ЧЭ по первичной оси, что приводит к необходимости использования ФАПЧ с улучшенными характеристиками. ММГ компенсационного измерения с ФАПЧ в составе электронных блоков менее чувствительны к изменению частоты первичных колебаний благодаря принципам робастного управления с глубокой обратной связью.

Рассмотрено также влияние архитектуры ФАПЧ на характеристики ММГ и показаны преимущества применения ФАПЧ с DSPLL по сравнению с ФАПЧ с CP-PLL и с SPLL. Показано, что предлагаемая архитектура ФАПЧ (DSPLL) обеспечивает более высокую скорость синхронизации и более высокую стабильность частоты.

Отметим, что в ходе моделирования в работе не учитывались реализации в интегральном виде цифровых блоков и фильтров, ограничение коэффициента усиления, перекрестные связи и др. В дальнейшей работе авторы планируют продолжить исследование с учетом приведенных факторов, в том числе добавить в модель механический контур, описывающий поведение ИМ ЧЭ, и контур управления первичными колебаниями.

Благодарности

Работа выполнена при поддержке гранта Ведущей научной школы РФ НШ-4196.2022.1.1 и гранта СПбГУ (Pure ID 75207094, секции 4–6).

ЛИТЕРАТУРА

1. Пешехонов В.Г. Перспективы развития гироскопии // Гироскопия и навигация. 2020. № 2. С. 3–10. DOI 10.17285/0869-7035.0028.
2. Распопов В.Я. Микромеханические приборы. Учебное пособие. 2-е изд., перераб. и доп. Тульский государственный университет, Московский государственный технологический университет им. К.Э. Циолковского. Тула: Гриф и К, 2004.
3. Тулаев А.Т., Стяжкина А.В., Козлов А.С., Беляев Я.В. Методика проектирования микромеханического датчика на основе комплексной системной модели // Информатика, телекоммуникации и управление. 2021. №2 (14). С. 79–92.
4. Liu, K., Zhang, W., Chen, W., Li, K., Dai, F., Cui, F., Wu, X., Ma, G., Xiao, Q., TOPICAL REVIEW: The development of micro-gyroscope technology, *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2009, no. 19(11), pp. 1–29.
5. Koenig, S., Rombach, S., Gutmann, W., Jaeckle, A., Weber, C., Ruf, M., Grolle, D., Rende, J., Towards a navigation grade Si-MEMS gyroscope, *DGON Inertial Sensors and Systems (ISS)*, 2019, pp. 1–18.
6. Aaltonen L., Halonen K.A.I. An analog drive loop for a capacitive MEMS gyroscope, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2010, no. 63(3), pp. 465–476.
7. Aaltonen L., Saukoski M., Teikari I., Halonen K. Noise analysis of comparator performed sine-to-square conversion, *International Biennial Baltic Electronics Conference, IEEE*, 2006, pp. 1–4.
8. Беляев Я.В. Методы снижения порога чувствительности микромеханического гироскопа: дис. ... канд. техн. наук. 05.13.01. СПб., 2010. 129 с.
9. Sharma, A., Zaman, M.F., Amini, B., Ayazi, F., A High-Q In-Plane SOI Tuning Fork Device, *Proceedings IEEE Conference on Sensors*, October 2004, pp. 467–470.
10. Филимонов А.Б., Филимонов Н.Б. Робастное управление с «глубокой» обратной связью // Сборник трудов XIII Всероссийского совещания по проблемам управления «ВСПУ-2019». Москва, 2019.
11. Мееров М.В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. М.: Наука, 1967.
12. Chen, F., Li, X., Kraft, M., Electromechanical Sigma-Delta Modulators Force Feedback Interfaces for Capacitive MEMS Inertial Sensors: A Review, *IEEE Sensors Journal*, 2016, vol. 16, no. 17, pp. 6476–6495.
13. Omar, A., Elshennawy, A., Ismail, A., Nagib, M., Elmala, M., Elsayed, A., A New Versatile Hardware Platform for Closed-Loop Gyro Evaluation, *Proceedings of the Inertial Sensors and Systems (DGON ISS)*, 2015.
14. Marx, M., Dorigo, D.D., Nessler, S., Rombach, S., Manoli, Y., A 27 μ W 0.06 mm² background resonance frequency tuning circuit based on noise observation for a 1.71 mW CT-Delta Sigma MEMS gyroscope readout system with 0.9°/h bias instability, *IEEE J. Solid-State Circuits*, 2018, 53(1), pp. 174–186.
15. Kolumban, G., Frigyik, B., Kennedy, M.P., Design equations and baseband model for double-sampling phase-locked loop. The 6th IEEE International Conference on Electronics, *Circuits and Systems, Proc.*, 1999, vol. 2, pp. 895–898.
16. Кузнецов Н.В., Беляев Я.В., Индейцев Д.А., Лобачев М.Ю., Лукин А.В., Попов И.А., Юлдашев М.В., Юлдашев Р.В. Математическое моделирование систем управления колебаниями и обработкой информации в МЭМС гироскопах // XIV Всероссийская мультиконференция по проблемам управления МКПУ-2021. Материалы XIV мультиконференции: в 4-х тт. Ростов-на-Дону, 2021. Т. 2. С.54–56.
17. Leonov, G.A., Kuznetsov, N.V., *Nonlinear Mathematical Models of Phase-Locked Loops. Stability and Oscillations*, Cambridge Scientific Publisher, Cambridge, 2014.
18. Kuznetsov, N.V., Matveev, A.S., Yuldashev, M.V., Yuldashev, R.V., Nonlinear Analysis of Charge-Pump Phase-Locked Loop: The Hold-In and Pull-In Ranges, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2021, 68(10), pp. 4049–4061.

Приложение

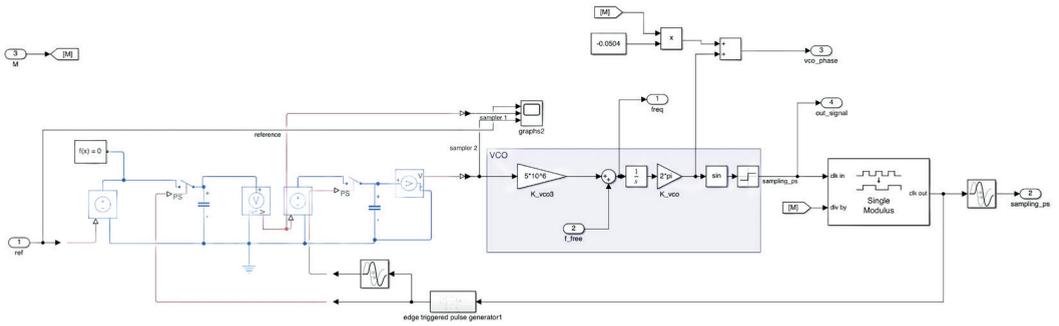


Рис. 9. Модель DSPLL в Simulink

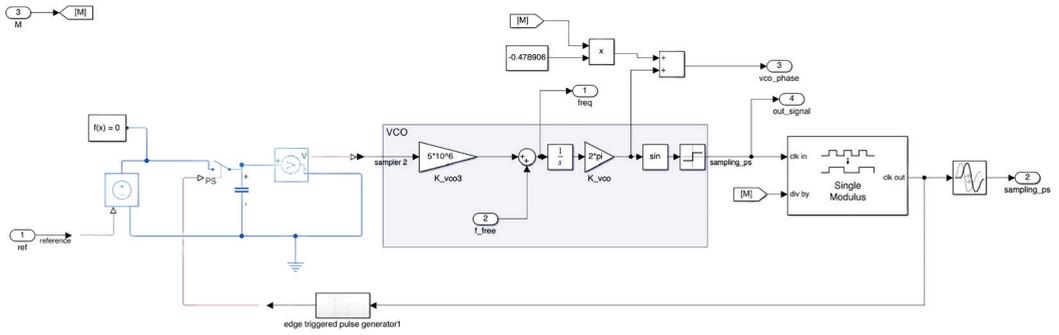


Рис. 10. Модель SPLL в Simulink

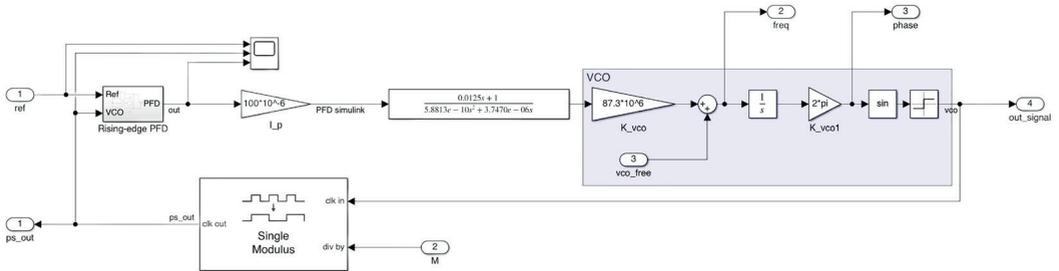


Рис. 11. Модель CP-PLL в Simulink

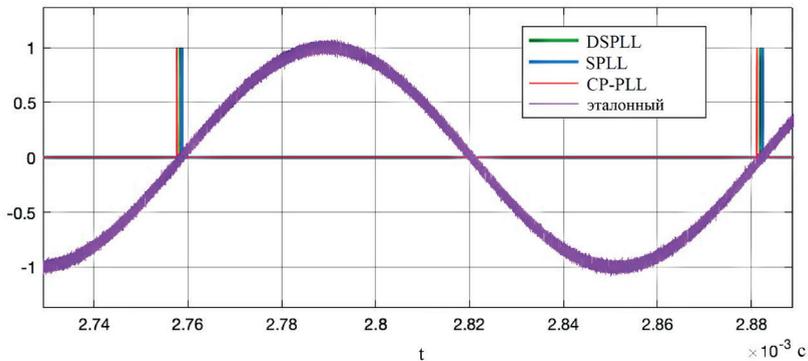


Рис. 12. Сигналы после синхронизации: эталонный сигнал с добавлением белого шума SNR 37dB (фиолетовый), CP-PLL (красный), DSPLL (зеленый), SPLL (синий)

Параметры SPLL и DSPLL

| | |
|--|---------------------|
| Свободная частота [Гц] | $40 \cdot 10^6$ |
| Делитель | 4938 |
| Сопротивление закрытого ключа, R_H [Ом] | 100 |
| Конденсаторы дискретизаторов, $C_{H1} = C_{H2}$ [Ф] | 10^{-8} |
| Время замыкания ключа, t_s [с] | 10^{-5} |
| Задержка между моментами дискретизации, ΔT [с] | $1,1 \cdot 10^{-5}$ |
| Чувствительность ГУН, K_{vco} [Гц/В] | $5 \cdot 10^6$ |

Параметры CP-PLL

| | |
|---------------------------------------|---|
| Свободная частота [Гц] | $40 \cdot 10^6$ |
| Делитель | 4938 |
| Ток через токовый насос, I_p [А] | $100 \cdot 10^{-6}$ |
| Петлевой фильтр | $\frac{0,0125s + 1}{5,8813 \cdot 10^{-10} s^2 + 3,7470 \cdot 10^{-06} s}$ |
| Чувствительность ГУН K_{vco} [Гц/В] | $87,3 \cdot 10^6$ |

Kuznetsov, N.V. (Saint Petersburg State University; Institute of Problems of Mechanical Engineering, Russian Academy of Sciences, St. Petersburg, Russia), **Belyaev, Ya.V., Styazhkina, A.V., Tulaev, A.T.** (Concern CSRI Elektropribor, JSC, St. Petersburg, Russia), **Yuldashev, M.V., and Yuldashev, R.V.** (Saint Petersburg State University)

Effects of PLL Architecture on MEMS Gyroscope Performance, *Гироскопия и Навигация*, 2022, vol. 30, no. 1 (116), pp. 73–83.

Abstract. Phase-Locked Loops (PLL) may be included into modern MEMS gyroscopes to provide excitation of inertial mass oscillations, as well as to form clock signal for digital signal processing in an integrated circuit. This paper considers the impact of PLL architecture on MEMS gyroscope performance and its estimation. It is shown that the proposed Double Sampling Phase-Locked Loop (DSPLL) makes it possible to improve the accuracy of MEMS gyroscopes due to high synchronization rate, as well as higher frequency stability as compared to the widely used Charge Pump Phase-Locked Loop (CP-PLL) and the Sampling Phase-Locked Loop (SPLL).

Key words: micromechanical gyroscopes, phase-locked loops, CP-PLL, SPLL, DSPLL.

Материал поступил 10.11.2021