

А. М. КУРБАТОВ

О НОВЫХ ПУТЯХ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ГИРОСКОПОВ С ОТКРЫТЫМ И ЗАКРЫТЫМ КОНТУРОМ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Описана концепция построения волоконно-оптического гироскопа (ВОГ) с открытым контуром и цифровым выходом, обладающий повышенной стабильностью масштабного коэффициента. Стабильность масштабного коэффициента ВОГ с открытым контуром достигается стабилизацией амплитуды сигнала вращения и глубины фазовой модуляции. Описаны ВОГ с закрытыми первым и вторым контурами обратной связи и способ устранения зоны нечувствительности в нем. Описан также способ уменьшения времени выхода на рабочий режим ВОГ как с открытым первым контуром, так и с закрытыми контурами обратной связи путем коррекции их выходной характеристики. В качестве дальнейшей перспективы повышения точности ВОГ предложен метод компенсации паразитных эффектов в фазовых модуляторах интегрально-оптической схемы.

Ключевые слова: волоконно-оптический гироскоп, открытый и закрытый контуры обратной связи, зона нечувствительности, фазовая модуляция.

Введение

Для задач точной навигации и стабилизации все чаще используются волоконно-оптические гироскопы (ВОГ), имеющие целый ряд преимуществ перед механическими и кольцевыми лазерными гироскопами по стоимости, габаритам, энергопотреблению и т.д. Известны интерферометрические ВОГ с открытым контуром [1] и с закрытым контуром обратной связи (ОС) [2, 3].

Основной проблемой ВОГ с открытым контуром является нестабильность масштабного коэффициента (МК) [1, 4] и глубины вспомогательной фазовой модуляции (ВФМ), повышающей чувствительность ВОГ к вращению. Эти проблемы решаются при помощи синусоидальной ВФМ, позволяющей использовать для обработки информации несколько гармоник на частоте ВФМ, присутствующих в сигнале ВОГ. В этом случае, как правило, применяются электронные схемы на основе аналоговых электронных компонентов, которые являются достаточно сложными, но при этом не обеспечивающими необходимой точности прибора

В [2, 3] описан ВОГ с закрытым контуром ОС, который линеаризует выходную характеристику ВОГ. Это достигается с помощью подачи на фазовый модулятор ступенчатого пилообразного напряжения (СПН), компенсирующего измеряемую разность фаз Саньяка. Стабилизация МК достигается путем под-

Курбатов Александр Михайлович. Заместитель главного конструктора по ВОГ Филиал ФГУП ЦЭНКИ «НИИ ПМ им. акад. В. И. Кузнецова» (Москва).

держания такой амплитуды СПН, при которой между лучами кольцевого интерферометра вносится разность фаз равная 2π рад [2, 3].

Обычно ВОГ с закрытым контуром использует прямоугольную ВФМ [2, 3]. В этом случае недостатками являются наличие зоны нечувствительности (ЗН) и большое время выхода на режим. В известных схемах обработки информации источниками ЗН могут являться электрические наводки [3], паразитный интерферометр Майкельсона [5], а также временная нестабильность параметров ВФМ (см. раздел 2). Нестабильность МК при малых угловых скоростях связана с тем, что СПН имеет большой период, и поэтому информация для регулировки напряжений ВФМ и СПН поступает редко. Это также может приводить к нестабильности глубины ВФМ и служить источником паразитного смещения нуля ВОГ.

Большое время выхода на режим вызвано разогревом электронных компонентов, нелинейностью их характеристик [5] и паразитными процессами в модуляторе интегрально-оптической схемы (ИОС). Статья посвящена поиску путей модернизации известной концепции построения электронной схемы обработки информации ВОГ с закрытым контуром.

1. ВОГ с открытым контуром

В [2, 3] описан ВОГ с закрытым контуром, состоящий из волоконного кольцевого интерферометра (ВКИ) и электронного блока (ЭБ) обработки информации. На рис. 1 показана структурная схема ВОГ с открытым контуром, также состоящая из ВКИ и ЭБ.

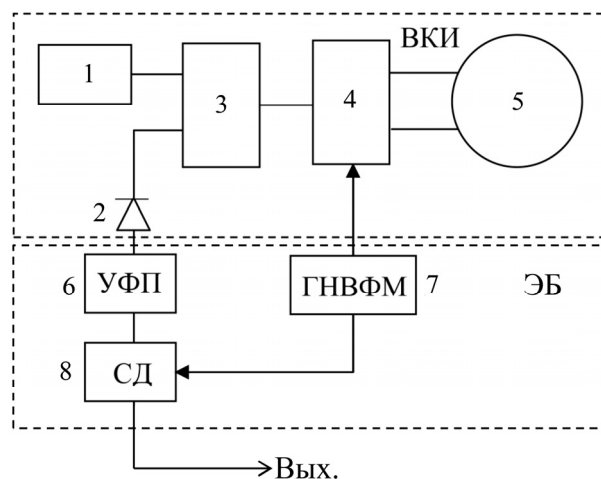


Рис. 1. Структурная схема ВОГ с открытым контуром, состоящего из ВКИ и ЭБ: 1 – источник оптического излучения, 2 – фотопремник (ФП), 3 – первый волоконный разветвитель, 4 – интегрально-оптическая схема, 5 – волоконная чувствительная катушка, 6 – предварительный усилитель фотоприёмника, 7 – генератор напряжения ВФМ (ГНВФМ), 8 – синхронный детектор (демультиплексор) сигнала вращения ВОГ

ИОС является многофункциональным компонентом, включающим в себя Y-делитель, поляризатор и фазовый модулятор.

В [2, 3] описаны ВОГ с двумя контурами ОС. Первый из них (контур ОС-1) компенсирует фазу Саньяка, а второй (контур ОС-2) компенсирует температур-

ные изменения полуволнового напряжения ИОС. Таким образом, в данной статье под ВОГ с открытым контуром подразумевается ВОГ без контура ОС-1.

Обычно в ВОГ с открытым контуром используется синусоидальная ВФМ [4]. Также возможна стандартная прямоугольная ВФМ в виде серии прямоугольных импульсов напряжения с частотой $1/(2\tau)$ (τ – время пробега света по чувствительной катушке) [2, 3]. Однако прямоугольная ВФМ не дает возможности построения контура ОС-2. Поэтому далее мы рассмотрим другую форму прямоугольной ВФМ. Это так называемая низкочастотная (НЧ) ВФМ, которая может иметь различные формы. Разработка разных видов НЧ-модуляции велась с 90-х годов [6, 7]. Один из возможных вариантов формы сигнала по напряжению такой ВФМ показан на рис. 2 (верхний график) [8].

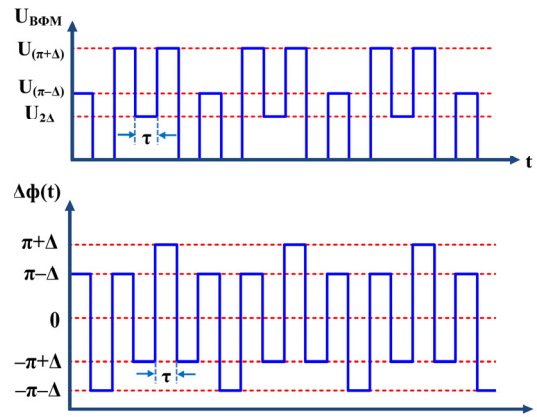


Рис. 2. Законы изменения напряжения ВФМ на электродах фазовых модуляторов ИОС (верхний график) и разности фаз лучей ВКИ (нижний график). Величина U_x – это напряжение, вносящее разность фаз x радиан

На нижнем графике показан соответствующий закон изменения разности фаз лучей. Здесь имеют место четыре значения амплитуды ВФМ $\pm(\pi \pm \Delta)$ рад. Это – четыре рабочие точки ВОГ, соответствующие одному рабочему уровню мощности на ФП. Здесь $\Delta = \pi/2^n$, где $n=1,2,3...$. Длительность каждой ступеньки напряжения ВФМ равна τ . Частота ВФМ равна $1/(6\tau)$ Гц, поэтому данная ВФМ называется НЧ-модуляцией, в противоположность обычной модуляции с частотой $1/(2\tau)$ (ВЧ-модуляция). В случае НЧ-модуляции на синхронный детектор (СД) поступает напряжение – выходной сигнал УФП, вида:

$$U(t) \approx Q(t) \{1 - \cos[\Delta(t)] \cos \Phi_c(t)\} \pm Q(t) \sin[\Delta(t)] \sin \Phi_c(t). \quad (1.1)$$

Здесь $Q(t) = P(t)\chi(t)G(t)$, $P(t)$ – мощность интерферирующих на ФП лучей, $\chi(t)$ – токовая чувствительность ФП, $G(t)$ – коэффициент усиления УФП, Φ_c – фаза Саньяка, а знак второго слагаемого в правой части меняется с периодом 3τ секунд. Это знакопеременное слагаемое называется сигналом вращения ВОГ. Закон детектирования сигнала вращения можно представить схемой (1)+(2)+(3)–(4)–(5)–(6), где (k) – выборка сигнала $U(t)$ на k -м τ -интервале одного периода ВФМ ($k=1...6$). Отсюда ясно, что P , χ , G и Δ должны быть стабильны во времени, что бывает только в прогретом приборе, находящемся в стабильных окружающих условиях. В общем случае для сигнала вращения можно записать следующее выражение:

$$S_{\text{вр}}(t) = S_{-}(t) = \sum_{k=1}^3 U(t + k\tau_1) - \sum_{k=4}^6 U(t + k\tau_1) = 6Q(t)\sin\Delta(t)\sin\Phi_c(t), \quad (1.2)$$

где τ_1 – время от начала τ -интервала, на котором осуществляется выборка сигнала $U(t)$ до самой выборки (т.е. $\tau_1 < \tau$). Пусть параметры изменяются во времени: $Q(t) = Q_0 + \delta Q(t)$, $\Delta(t) = \Delta_0 + \delta\Delta(t)$, причем $\delta Q(t) \ll Q_0$, $\delta\Delta(t) \ll \Delta_0$. Для обеспечения симметрии рабочей интерференционной характеристики по отношению к положительным и отрицательным угловым скоростям следует применять ВФМ с глубиной $\Delta_0 = \pi/2$ рад, тогда

$$\delta\Phi_c(t) \approx \left[\delta Q(t)/Q_0 - \delta\Delta(t)^2/2 \right] \text{tg}\Phi_c(t).$$

Таким образом, имеем нестабильность МК во времени, для устранения которой требуется стабилизация величин $Q(t)$ и $\Delta(t)$. Для этой цели может применяться схема деления [9], использующая еще один сигнал на основе выходного напряжения УФП (1.1)

$$S_{+}(t) = \sum_{k=1}^6 U(t + k\tau_1) \approx 6Q(t) \{1 - \cos[\Delta(t)] \cos\Phi_c(t)\}.$$

После этого сигнал $S_{-}(t)$ из выражения (1.2) делится на данный сигнал $S_{+}(t)$. Полагая $\Delta(t) = \pi/2 + \delta\Delta(t)$ ($\delta\Delta(t) \ll \pi/2$), можно записать

$$\delta\Phi_c(t) = \delta\Delta(t) \sin\Phi_c(t).$$

Видно, что схема деления устраняет влияние дрейфа величины $Q(t)$ на МК, но не устраняет влияние изменений глубины ВФМ $\delta\Delta(t)$. Более того, теперь зависимость от $\delta\Delta(t)$ линейна. Таким образом, глубину ВФМ следует стабилизировать отдельно с помощью контура ОС-2, о котором говорилось выше. Для воплощения этого контура используется сигнал рассогласования. На рис. 3 показаны схемы формирования сигналов вращения (при стабильной эффективности модулятора) и рассогласования (в отсутствие вращения ВОГ). Отметим, что отношение амплитуд сигнала рассогласования в ВОГ с открытым контуром ОС-1 равно $A_{+}/A_{-} = 3$, как показано на рис. 3.

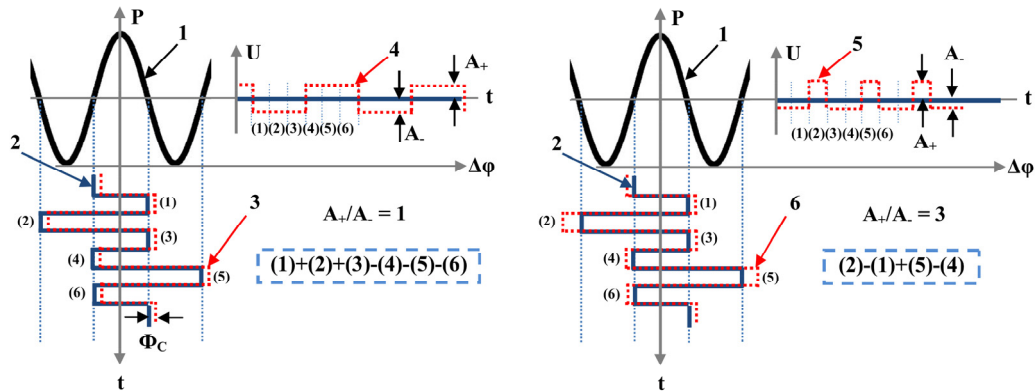


Рис. 3. Формирование сигналов вращения (слева) и рассогласования (справа) ВОГ. 1 – зависимость мощности излучения P от разности фаз $\Delta\varphi$ интерферирующих лучей, 2 – изменение разности фаз (ВФМ), 3 – изменение разности фаз Саньяка, 4 – изменение напряжения U на выходе УФП при изменении разности фаз Саньяка и наличии ВФМ (сигнал вращения), 5 – изменение напряжения U на выходе УФП при изменении эффективности модуляторов и наличии ВФМ (сигнал рассогласования), 6 – изменение эффективности фазового модулятора. В штриховых рамках приведены законы детектирования сигналов вращения и рассогласования. Цифры в скобках – это нумерация шести τ -интервалов периода ВФМ

В ВОГ с закрытым контуром ОС-1, описанном в разделе 2, может использоваться любая величина $\Delta = \pi/2^n$ рад ($n = 1, 2, 3, \dots$), для которой соотношение амплитуд сигнала рассогласования равно

$$A_+/A_- = (\pi + \Delta)/(\pi - \Delta).$$

Видно, что сигнал вращения имеет частоту $F_{\text{вр}} = 1/(6\tau)$ Гц и детектируется по закону (1)+(2)+(3)–(4)–(5)–(6). Сигнал рассогласования имеет частоту $F_p = 2F_{\text{вр}}$ и может детектироваться, например, по закону (2)–(1)+(5)–(4). Сигналы вращения и рассогласования описываются в виде:

$$S_{\text{вр}}(t) = S_-(t) = Q(t) + Q(t) \cos[\Delta\phi_M(t) + \Phi_c(t)],$$

$$U_{\text{расс}}(t) = Q(t) + Q(t) \cos\{[1 + \varepsilon(t)]\Delta\phi_M(t)\},$$

где $\Delta\phi_M(t)$ – разность фаз лучей, вносимая напряжением ВФМ, а $\varepsilon = \delta\eta/\eta_0$ – относительное изменение эффективности модуляторов. Эффективность η модуляторов связана с полуволновым напряжением V_π с помощью соотношения $V_\pi\eta = \pi$. Обработке подвергается сигнал на выходе УФП, имеющий следующий вид:

$$U(t) = Q(t) + Q(t) \cos\{[1 + \varepsilon(t)]\Delta\phi_M(t) + \Phi_c(t)\} \neq S_{\text{вр}}(t) + U_{\text{расс}}(t). \quad (1.3)$$

Этот сигнал не является простой суммой сигналов вращения и рассогласования. График его зависимости от времени показан на рис. 4.

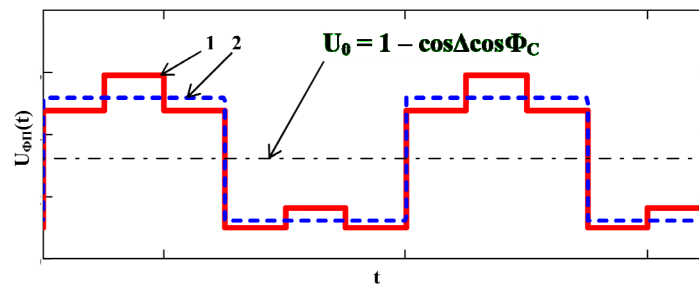


Рис. 4. Сигнал на ФП при ненулевой угловой скорости и изменении эффективности модуляторов ИОС (1), сигнал вращения (2) – это сигнал 4 на рис. 3. Сигнал 1 является комбинацией сигнала 2 на этом рисунке и сигнала 5 на рис. 3

Из (1.3) при $\varepsilon \ll 1$ для сигнала рассогласования можно записать следующее:

$$U_{\text{расс}}(t) = S_{21} + S_{54} \approx 4\pi\varepsilon(t)Q(t)\sin\Delta_0 \cos\Phi_c.$$

Здесь индекс 21 означает детектирование по закону (2)–(1), индекс 54 – по закону (5)–(4). Этот сигнал обнуляется контуром ОС-2, сформированным в цифровой части ЭБ. В него входят СД для сигнала рассогласования (СД-2), регулятор кода напряжения ВФМ и генератор напряжения ВФМ. Контур ОС-2 поддерживает глубину ВФМ на постоянном уровне в точках $\pm\pi/2$ и $\pm 3\pi/2$ рад. Когда глубина ВФМ стабильна, сигнал вращения, выделяемый из общего сигнала (1.3) на выходе УФП, равен (при $\varepsilon(t) \ll 1$)

$$S_-(t) \approx 6Q(t)\sin\Delta[1 - \varepsilon(t)(\pi/3 - \Delta)\text{ctg}\Delta]\sin\Phi_c.$$

Для $\Delta=\pi/2$ рад имеем $S_{\omega}(t)\approx 6Q(t)\sin\Phi_C$, т.е. сигнал вращения не зависит от изменений полуволнового напряжения модулятора (это также верно для $\Delta=\pi/3$ рад, но этот случай не обеспечивает симметрии МК для двух знаков скорости).

На рис. 5, а, б приведены экспериментальные графики для ВОГ с открытым контуром с обычной схемой обработки информации и со схемой деления. В экспериментах с помощью регулировки тока накачки эрбиевого волоконного суперлюминесцентного источника его оптическая мощность менялась в пределах 30% относительно среднего значения с частотой 0.022 Гц. Видно, что в обычной схеме (рис. 5, а) колебания мощности приводят к таким же колебаниям угловой скорости, а в схеме деления таких колебаний нет (рис. 5, б). Различие в средних значениях угловой скорости в режимах с делением и без деления объясняется погрешностями ориентации оси чувствительности ВОГ в пространстве при проведении экспериментов.

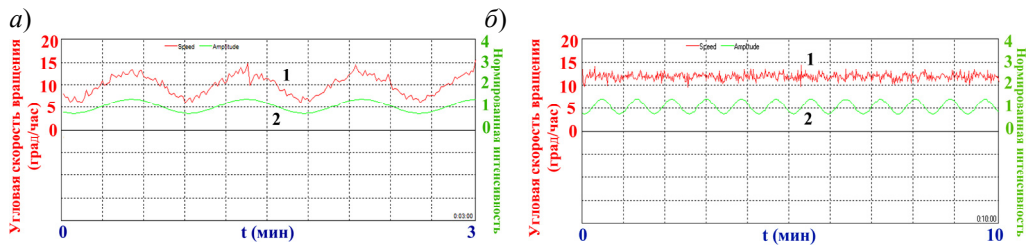


Рис. 5. Верхний график – дрейф выходного сигнала ВОГ (1) с открытым первым контуром (второй контур обратной связи замкнут, ось чувствительности направлена вверх). Нижний график (2) – закон изменения выходной оптической мощности источника излучения, нормированной на единицу: (а) Время реализации 3 мин, функция деления сигналов выключена; (б) Время реализации 10 мин, функция деления сигналов включена

2. ВОГ с закрытым контуром

В ВОГ с открытым контуром разность фаз Саньяка Φ_C во всех выражениях содержится в виде аргумента нелинейных тригонометрических функций. Для получения линейной выходной характеристики в широком диапазоне угловых скоростей был предложен компенсационный способ считывания разности фаз Саньяка с помощью замыкания контура ОС-1 [2, 3]. В этом случае напряжение на выходе УФП можно представить в виде

$$U(t) \approx Q(t)(1 - \cos \Delta) \pm \delta\phi(t)Q(t)\sin \Delta \quad (2.1)$$

где $\delta\phi(t) = \Phi_C(t) - \Phi_K(t)$ – ошибка компенсации фазы Саньяка, которая в ВОГ закрытым контуром входит во все выражения вместо фазы Саньяка. Роль сигнала вращения в этом случае играет сигнал ошибок. Здесь мы считаем, что параметр Δ стабилен во времени, благодаря работе контура ОС-2, по той же схеме, что и в случае ВОГ с открытым контуром. Для замыкания контура ОС-1 используется ступенчатое пилообразное напряжение (СПН), которое подается на фазовый модулятор одновременно с напряжением ВФМ.

В схеме [2] с замкнутым контуром ОС-1 имеет место условие $\eta U_{сбр}=2\pi$ – так называемый сброс на 2π рад. Также известна так называемая двухфазная ВФМ [3, 10], в одной из фаз (фаза «А») которой глубина ВФМ составляет $\pi/2$ рад, а в

другой (фаза «В») – $3\pi/2$ рад. В результате уже суммарное напряжение ВФМ и СПН вносит разность фаз волн ВКИ, не превышающую 2π рад (переполнение ЦАП). Данный способ обработки информации далее будем называть схемой с двухфазной ВЧ-модуляцией.

В случае рассматриваемой низкочастотной ВФМ также имеет место сброс СПН в моменты переполнения ЦАП, т.е. когда суммарное напряжение ВФМ и СПН превышает $U_{2\pi}$. Такие моменты соответствуют напряжению ВФМ величиной $U_{(\pi+\Delta)}$ (см. рис. 2). В этом случае вместо напряжения $U_{(\pi+\Delta)}$ на модулятор подаётся напряжение $U_{(\pi-\Delta)}$ (рис. 2), после чего ВФМ продолжается с этого нового значения (сдвиг ВФМ во времени). Поэтому данный способ обработки информации назовем схемой НЧ-модуляции с перебором фаз. Однако в [5] показано, что такой способ приводит к образованию ЗН, так что в диапазоне угловых скоростей ± 1 град/с СПН строится по-другому (см. раздел 2.2.)

2.1. Стабилизация МК вторым контуром ОС

Известно, что МК ВОГ с замкнутым контуром ОС-1 не зависит от изменений мощности, токовой чувствительности ФП и коэффициента усиления УФП, по крайней мере от медленных и происходящих в небольших пределах [9]. Однако ввиду сильной зависимости полуволнового напряжения модуляторов V_π от температуры ($\sim 600\text{--}800$ ppm/°C) МК также будет нестабилен во времени при изменении температуры окружающей среды.

Описанный в [2] способ обработки информации для стабилизации МК использует прямоугольный импульс длительностью τ с, возникающий в момент сброса СПН из-за изменений V_π . В двухфазной схеме ВЧ-модуляции при изменении V_π также возникает сигнал рассогласования с периодом, равным периоду СПН, когда он имеет один знак во время фазы «А» ВФМ и другой – во время фазы «В» ВЧ-модуляции [10]. Однако здесь период сигнала рассогласования определяется периодом СПН, так что при малых угловых скоростях нестабильность МК может быть значительной.

Выше мы видели, что для описываемой здесь НЧ-модуляции в ВОГ с открытым контуром возможна работа контура ОС-2, когда информация об изменениях эффективности модуляторов ИОС отслеживается на каждом полупериоде ВФМ независимо от измеряемой угловой скорости. В случае ВОГ с замкнутым контуром ОС-1 возможен в точности тот же принцип работы контура ОС-2 [8]. В этом случае следует провести замену $\Phi_c(t) \ll \delta\phi(t)$ во всех приведенных выше выражениях, и сигнал рассогласования запишется в виде

$$S_{\text{расс}}(t) \approx 4\pi\varepsilon(t)Q(t)\sin\Delta.$$

В результате сигнал рассогласования уже не зависит от угловой скорости, в отличие от ВОГ с открытым контуром. Таким образом, замкнутые контуры ОС-1 и ОС-2 работают практически независимо друг от друга.

2.2. Зона нечувствительности

Другой проблемой ВОГ с замкнутым контуром ОС-1 является зона нечувствительности (ЗН) [3], возникающая в двухфазной схеме ВЧ-модуляции. Источники ЗН имеют технологическую природу, обусловленную несовершенствами компонентов и схем обработки, например электрические наводки на СД-1 [11,

12]. Другим источником может быть паразитный интерферометр Майкельсона, возникающий из-за обратных отражений от мест стыка волноводов ИОС с волноводом катушки [5, 6, 8].

Как показывает эксперимент, для описанной выше схемы НЧ-модуляции с перебором фаз также возникает технологическая ЗН. При величине МК 20 мрад/на 1 град/с ЗН зафиксирована в диапазоне угловых скоростей ± 0.7 град/ч. Связано это, на наш взгляд, с тем, что ВФМ здесь также имеет переменные во времени параметры (ввиду перебора фаз), как и в случае переходов между фазами «А» и «В» в схеме двухфазной ВЧ-модуляции. Поэтому для достаточно низких угловых скоростей применяется ВФМ со стабильной во времени фазой [13], т.е. напряжение ВФМ, показанное на рис. 2, продолжается во времени без изменений.

Помимо необходимости в ВФМ с постоянной во времени фазой следует избежать проблемы переполнения ЦАП, т.е. напряжения, подаваемые на модулятор, не должны вносить разность фаз, превышающую 2π рад. Для этого в пределах диапазона напряжений величиной $U_{2\pi}$ можно ввести два поддиапазона только для ВФМ и только для СПН. Ясно, что в этом случае амплитуда $U_{сбр}$ не удовлетворяет условию $U_{сбр}\eta=2\pi$ рад. Тем не менее, амплитуда СПН в предлагаемой схеме также не приводит к импульсу изменения постоянной засветки ФП в момент сброса СПН. Для нахождения этого условия рассмотрим общее выражение для мощности излучения P_ϕ на ФП на примере более простой прямоугольной ВЧ-модуляции [2]. Разность косинусов суммарных разностей фаз лучей на соседних τ -интервалах с номерами k и $k+1$ можно записать в виде

$$\cos[\delta\phi + \theta_k \pm \Psi] - \cos[\delta\phi + \theta_{k+1}] = 2 \sin\left[\frac{\theta_{k+1} - \theta_k \mp \Psi}{2}\right] \sin\left[\delta\phi + \frac{\theta_{k+1} + \theta_k \pm \Psi}{2}\right] = 0,$$

где Ψ – разность фаз, вносимая напряжением сброса $U_{сбр}$, θ_k и θ_{k+1} – разности фаз от ВЧ-модуляции, вносимые на k -м и $(k+1)$ -м τ -интервалах, а $\delta\phi = \Phi_C - \Phi_K$ – ошибка компенсации фазы Саньяка. Приравнявая нулю первый синус в правой части, который не зависит от $\delta\phi$, получаем условие сброса СПН:

$$\mp \Psi = 2\pi n + \theta_k - \theta_{k+1}.$$

Здесь знак перед Ψ определяется знаком угловой скорости. Рассмотрение всех условий сброса приводит к двум условиям сброса СПН. Первое имеет вид

$$\Psi_1 = 2\Delta \quad (2.3)$$

для сброса СПН во время отрицательной полуволны ВФМ при измерении положительной угловой скорости, либо наоборот. Второе условие

$$\Psi_2 = 2\pi - 2\Delta \quad (2.4)$$

для сброса СПН можно использовать во время отрицательной полуволны ВФМ при измерении отрицательной угловой скорости, либо наоборот. В случае НЧ-модуляции при обработке нулевого сигнала в момент сброса СПН необходимо изменить знак соответствующей выборки сигнала ошибок в течение τ после сброса. Для получения минимальных искажений сигнала рассогласования при сбросе СПН необходимо получать информацию о его величине в те моменты времени, когда они отсутствуют.

В настоящее время в приборах используется условие (2.3). В этом случае максимальная разность фаз, вносимая в сумме ВФМ и СПН, равна

$$\Psi_1 + \pi + \Delta = \pi + 3\Delta,$$

что всегда менее 2π рад, кроме случая $\Delta = \pi/2$ рад. Т.е., для $\Delta < \pi/2$ рад часть диапазона 2π рад остается незаполненной, позволяя избежать переполнения ЦАП. В случае условия (2.4) максимальное напряжение равно

$$\Psi_2 + \pi + \Delta = 3\pi - \Delta,$$

что всегда больше 2π рад. Однако ниже показано, что с помощью переключения полярности электродов модуляторов ИОС можно сформировать необходимое СПН, избегая переполнения ЦАП. Здесь же отметим, что в настоящее время в приборах используется так называемая сверхмодуляция, т.е. ВФМ с параметром $\Delta = \pi/4$ рад (глубина ВФМ $3\pi/4$ рад), что позволяет просто формировать СПН согласно условию (2.3). При этом сброс СПН может производиться в любой момент времени, т.е. без привязки к какому-либо полупериоду ВФМ.

Согласно (2.3), случай $\Delta = \pi/2$ рад единственный не позволяющий избежать переполнения ЦАП. Однако здесь можно использовать треугольное СПН [13] (которое не следует путать с двускатным СПН из [14]), примеры которого показаны на рис. 6. В этом случае СПН согласно (2.3) имеет сброс на π рад, и для его формирования можно использовать треугольное СПН с амплитудой, вносящей разность фаз $\pi/2$ рад. При этом суммарное напряжение ВФМ и треугольного СПН уже не приведет к переполнению ЦАП. С помощью переключения полярности электродов треугольное СПН с амплитудой Δ можно преобразовать в обычное, с амплитудой 2Δ , требуемой, согласно условию (2.3).

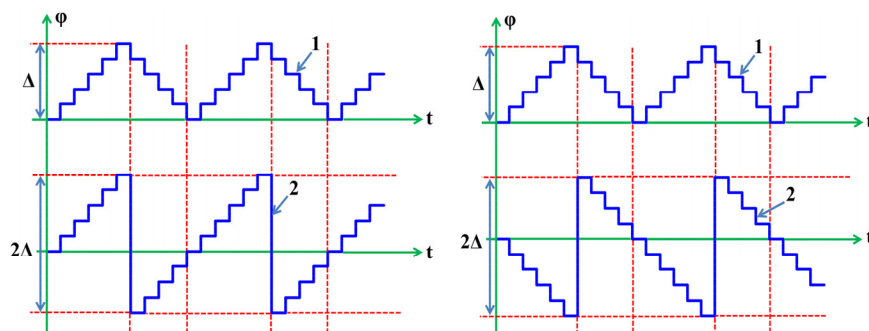


Рис. 6. Преобразование треугольного СПН 1 в обычное СПН 2 только с нарастающими (второй рисунок сверху) или только с убывающими фронтами (первый рисунок снизу) с помощью изменения подключения полярности электродов фазового модулятора. Вертикальными пунктирными линиями показаны моменты времени смены полярности подключения электродов

Для условия (2.4), напротив, переполнения ЦАП избежать не удастся, за исключением случая $\Delta = \pi/2$ рад. Однако это возможно с помощью треугольного СПН и смены полярности подключения электродов. В этом случае сумма максимальных напряжений ВФМ и треугольного СПН будет равно напряжению, с помощью которого вносится разность фаз $2(\pi - \Delta)/2 + (\pi + \Delta) = 2\pi$ рад.

При использовании ВФМ с параметром $\Delta = \pi/4$ рад и стабильной фазой, а также СПН с напряжением сброса, вносящим разность фаз $\pi/2$ рад, было отме-

чено отсутствие ЗН, по крайней мере, в пределах $\pm 0,01$ град/ч [5, 8]. Это можно объяснить тем, что детектирование электрических наводок на ФП контуром ОС-1 дает лишь постоянный сигнал, не вводящий контур ОС-1 в режим осцилляций, т.е. нет причин возникновения ЗН.

Отметим также тот факт, что, согласно (2.3), амплитуда СПН равна разности напряжений ВФМ, вносящих разности фаз $(\pi+\Delta)$ и $(\pi-\Delta)$ рад, так что на практике величину $U_{\text{сбр}}$ лучше всего задавать именно с помощью разности соответствующих напряжений $U_{(\pi+\Delta)} - U_{(\pi-\Delta)}$.

Однако согласно (2.3) амплитуда СПН снижена по сравнению с обычными 2π рад, что уменьшает диапазон измерения угловых скоростей. В этом случае весь этот диапазон целесообразно разделить на два поддиапазона. В первом из них необходимо использовать ВФМ со стабильной во времени фазой, исключив ЗН. Во втором поддиапазоне целесообразно использовать ВФМ с перебором фаз. В настоящее время в приборах также применяется счет переходов разности фаз Саньяка через каждые π рад, так что диапазон измерения угловых скоростей составляет свыше ± 1000 град/с для катушки длиной 500 м и средним диаметром ~ 500 мм. Применяя этот принцип, динамический диапазон ВОГ можно сделать большим, вплоть до предела, диктуемого шириной спектра излучения [15].

2.3. Время выхода на режим

Еще одной проблемой ВОГ является большое время выхода на режим, а также дрейф нулевого сигнала при изменении температуры окружающей среды и других внешних воздействий. Данный дрейф может быть вызван поляризационными эффектами и переменными во времени тепловыми полями (эффект Шьюпа). Данные эффекты здесь не рассматриваются.

Изменения мощности источника или более общо – коэффициента усиления контура ОС-1 могут проявляться через механизм, обусловленный затяжками фронтов прямоугольной ВФМ, ввиду конечной емкости и сопротивления металлических электродов модулятора (паразитная ВЧ-динамика модулятора) [16]. Под затяжками фронтов импульсов ВФМ подразумевается то, что при скачкообразном изменении напряжения ВФМ разность фаз лучей достигает необходимого уровня лишь спустя какое-то время. Эти затяжки приводят к пикам в выходном сигнале УФП. В [17] предложено вырезание этих пиков, так как последующие электронные компоненты растягивают их во времени. Однако если длительность пиков является малой по сравнению с временем τ , они вырезаются в соответствии с [17], после чего достаточно производить выборки сигналов ближе к концу τ -интервалов. Тем не менее, как показывает эксперимент, даже после этого начальный долговременный дрейф велик, так как в его основе лежит другой, достаточно низкочастотный процесс (НЧ процесс). Он также искажает импульсы напряжения ВФМ, но уже на протяжении всего τ -интервала. Данного рода искажения обусловлены зависимостью полуволнового напряжения V_π модулятора от частоты подаваемого напряжения [18, 19]. В качестве механизма такой зависимости указывается захват зарядов в ниобате лития, который подвержен влиянию со стороны влажности, температуры, давления, радиации [20] и старения ИОС. В [18, 19] эти процессы описываются с помощью передаточной функции вида

$$h(s) = (s+a)/(s+b),$$

где a и b – нуль и полюс передаточной функции ИОС. Типичный график смоделированной разности фаз лучей ВКИ показан на рис. 7.

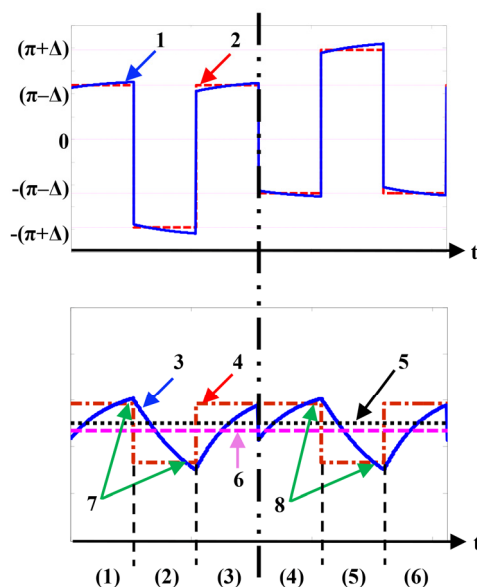


Рис. 7. Верхний график: 1 – искаженная паразитной НЧ-динамикой модуляторов разность фаз лучей ВКИ, 2 – идеальная разность фаз. Нижний график: 3 – сигнал на выходе УФП при искажениях напряжения ВФМ модуляторами, 4 – эффективный сигнал рассогласования, соответствующий искаженному сигналу на выходе УФП, 5 – рабочий уровень ВОГ в отсутствие паразитной НЧ-динамики модуляторов, 6 – новый рабочий уровень, на который контур ОС-2 помещает ВОГ из-за паразитной НЧ-динамики модуляторов, 7 – точки выборки сигнала рассогласования на первом и втором τ -интервалах, 8 – на четвертом и пятом τ -интервалах. Цифры в скобках внизу – нумерация шести τ -интервалов одного периода ВФМ

Ниже его приведен график косинуса в зависимости от данной искаженной разности фаз лучей. Согласно этой модели, искаженный сигнал на выходе УФП одинаков на обоих полупериодах ВФМ, так что при детектировании сигнала ошибок (вращения) эти искажения не вносят ошибки нулевого сигнала ВОГ. Тем не менее, эксперимент выявляет заметный начальный дрейф нулевого сигнала (время выхода на режим), а также постоянное смещение. Начальный дрейф можно объяснить тем, что при разогреве ВОГ параметры ИОС меняются, так что искаженный сигнал на выходе УФП становится асимметричным на двух полупериодах ВФМ, что дает паразитный сигнал, приводящий к ошибке угловой скорости.

Что касается сигнала рассогласования, для него получается ненулевое паразитное значение, так как имеет место разность сигналов на первом и втором, а также на четвертом и пятом τ -интервалах в местах 7 и 8 их выборки. Ясно, что здесь пропадает информация об искаженном сигнале на выходе УФП во все моменты времени вне выборки 7 и 8, поэтому контур ОС-2 воспринимает этот сигнал как некий сигнал рассогласования 4 и обнуляет его. При этом стабилизация происходит не на исходном рабочем уровне 5, а на смещенном уровне 6, что также может служить объяснением начального смещения нулевого сигнала, а при изменениях искажений сигнала на ФП во времени – объяснением дрейфа нуля.

Предложенное объяснение начального дрейфа нуля ВОГ позволяет предположить, что между ним и изменениями кода напряжения на ИОС имеет место корреляция [20], и это подтверждают многочисленные эксперименты. Следовательно, начальный дрейф можно попытаться устранить в процессе обработки информации, корректируя нулевой сигнал с помощью кода напряжения на ИОС, который в процессе его регулировки контуром ОС-2 также испытывает начальный дрейф, похожий по характеру на начальный дрейф нуля.

На рис. 8 показан пример такой коррекции, где кривая 1 – это исходная запись нулевого сигнала, а кривая 2 – скорректированная с помощью кода напряжения на модуляторах ИОС (катушка имеет МК = 0.0052 мрад на 1 град/с).

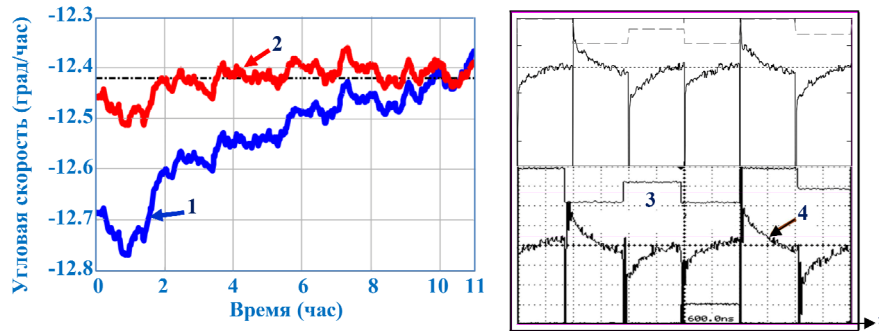


Рис. 8. Изначальный дрейф УС (1), угловая скорость, скорректированная с помощью кода напряжения на ИОС (2). На графике справа: 3 – напряжение ВФМ, 4 – сигнал на выходе УФП

Справа приведены графики сигнала на ФП при включенном контуре ОС-2, показывающие достаточно плохое состояние ИОС с точки зрения рассматриваемых паразитных НЧ-процессов (сверху – смоделированный сигнал на ФП, снизу – измеренный). Сигнал 4 получается из сигнала 3 на рис. 7 с учетом работы контура ОС-2. Данные графики говорят о том, что коррекция нулевого сигнала возможна даже в случае таких ИОС, которые считаются неудовлетворительными. Для этого проводится запись нулевого сигнала, после чего вычисляется корректирующий коэффициент Q , с помощью которого аппроксимируется дрейф нуля:

$$\delta\Omega(t) = Q[\delta U(t) - \delta U_{\eta}].$$

Здесь $\delta U(t)$ – это изменения кода напряжения на ИОС, обусловленные НЧ-процессом и температурной зависимостью V_{π} , δU_{η} – только температурной зависимостью V_{π} , так что при $T = \text{const}$ имеем $\delta U_{\eta} = \text{const}$. В перспективе предусматривается двойная коррекция с учетом температуры. При изменении температуры меняется, во-первых, δU_{η} , а во-вторых, эффективность η_0 , что можно описать линейными аппроксимациями (T_c – комнатная температура):

$$\eta_0(T) \approx \eta_0(T_c) + \beta(T - T_c), \quad \delta U_{\eta}(T) \approx U_0\beta(T - T_c).$$

В результате для ошибки нулевого сигнала при температуре T можно записать следующее:

$$\delta\Omega(t) \approx Q[1 + \beta(T - T_c)/\eta_0(T_c)]\{\delta U(t) - U_0\beta[T(t) - T_c]\}.$$

Таким образом, появляется еще один коэффициент β для коррекции начального дрейфа (двойная коррекция). Для реализации этой коррекции требуется измерение температуры ИОС в каждый момент времени.

На рис. 9 показаны вариации Аллана для графиков 1 и 2 на рис. 8.

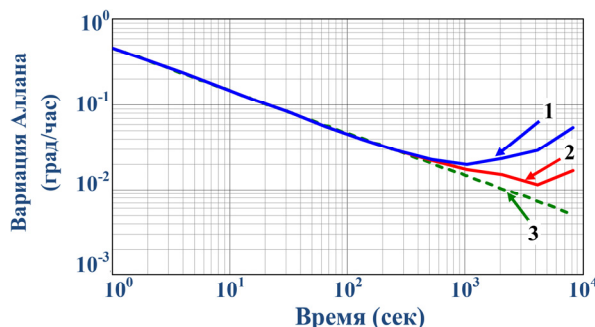


Рис. 9. Вариации Аллана для нескорректированного (1) и скорректированного (2) графиков угловой скорости (графики 1 и 2 на рис. 8). Линия 3 – уровень белого шума

Видно, что стабильность нуля графика 1 равна 0,02 град/ч, линейный дрейф нуля равен 0,05 град/ч/ч. Для графика 2 имеем, как минимум, на порядок меньший дрейф нуля. Вообще линейный дрейф характеризуется «загибом» вариации Аллана вверх на последнем участке с наклоном «+1». У графика 2 последний участок идет с меньшим наклоном, что позволяет предположить не линейный дрейф, а квазипериодический процесс, который можно было бы идентифицировать при более длительной записи. По всей видимости, он обусловлен тем, что на одних отрезках времени происходит небольшая недокоррекция нулевого сигнала, а на других – перекоррекция, так как нулевой сигнал не может иметь в точности тот же закон изменения во времени, что и напряжение на ИОС.

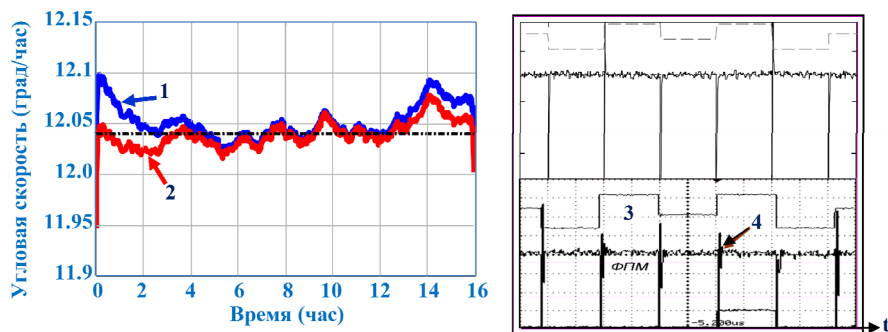


Рис. 10. Дрейф нулевого сигнала (1), нулевой сигнал, скорректированный с помощью кода напряжения на ИОС (2). На графике справа: 3 – напряжение ВФМ, 4 – сигнал на выходе ФП

На рис. 10 представлены графики, аналогичные таковым на рис. 8, при использовании другой ИОС. Видно, что, во-первых, начальный дрейф здесь намного меньше, чем на рис. 8; во-вторых, коррекция с помощью кода напряжения на ИОС также возможна и дает улучшение результата (хотя уже не такое существенное); в-третьих, состояние модуляторов ИОС намного лучше, чем на рис. 8, что и является причиной столь заметного улучшения результата. Данный

пример также можно рассматривать как экспериментальную иллюстрацию работы описанной в разделе 2 схемы обработки информации с ВФМ, имеющей постоянную фазу.

Отметим, что описанная процедура коррекции также применима к ВОГ с открытым контуром.

3. Перспективы

Рассмотренный выше способ коррекции начального дрейфа нуля с помощью кода напряжения на ИОС является простейшим и не требующим элементных и программных дополнений в устройствах обоих контуров ОС, тем более – введения дополнительных контуров ОС. Дальнейшее улучшение методов устранения начального дрейфа потребует таких дополнений.

Выше предложено объяснение начального дрейфа нуля с помощью сдвига рабочего уровня ВОГ из-за вмешательства паразитного НЧ-процесса ИОС в работу контура ОС-2. Этого сдвига нет, лишь если эффективный сигнал рассогласования 4 на рис. 8 имеет соотношение амплитуд импульсов относительно рабочего уровня, равное $(\pi - \Delta)/(\pi + \Delta)$ (см. рис. 3). На рис. 11 показаны смоделированные сигналы на выходе УФП, взятые на одном полупериоде ВФМ, для случаев катушек с длинами волокна 5000 и 500 м. На тех же рисунках искаженным сигналам поставлены в соответствие сигналы рассогласования 2, имеющие необходимое соотношение амплитуд A_+/A_- . Видно, что в точках выборок сигналов в первом случае соотношение амплитуд сигнала 1 на ФП удовлетворяет этому соотношению, а во втором – нет. Поэтому в первом случае сдвига рабочего уровня нет, во втором – есть. При небольшом изменении параметров искаженного сигнала на ФП в первом случае в точках выборок ситуация не изменится (дрейфа нуля нет), а во втором – изменится, что означает «плавание» рабочего уровня во времени, которое в свете предложенного объяснения начального дрейфа нуля является его причиной.

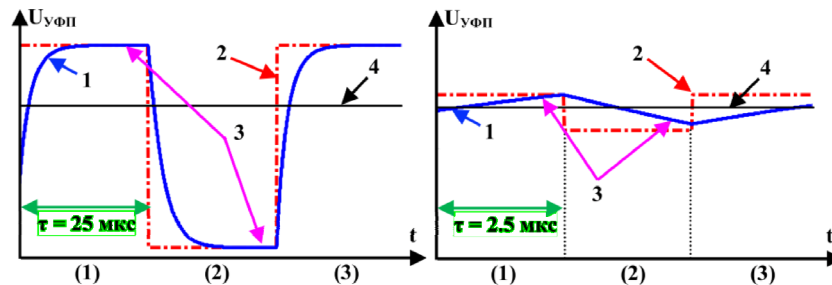


Рис. 11. Графики сигналов на ФП для случаев чувствительной катушки с длинами 5000 и 500 м. 1 – форма сигнала на ФП, 2 – эффективный сигнал рассогласования, соответствующий сигналам на ФП, 3 – точки выборки сигналов на 1-м и 2-м τ -интервалах, 4 – рабочая точка ВОГ в случае идеального модулятора. Цифрами в скобках внизу пронумерованы τ -интервалы

К сожалению, наиболее часто реализуется второй случай. Здесь при обычной схеме работы контура ОС-2, когда все величины напряжений умножаются на одно и то же число, поддерживать прибор на необходимом рабочем уровне нельзя. Это можно сделать, поменяв соотношение между величинами напряжения ВФМ на разных τ -интервалах, чтобы преодолеть ограничение в виде соотношения $A_+/A_- = (\pi - \Delta)/(\pi + \Delta)$. На рис. 12 показано расположение рабочих уров-

ней (2 и 3) ВОГ на кривой косинуса при полной и неполной компенсации паразитного сигнала рассогласования.

На рис. 13 показаны следующие графики: напряжение исходной ВФМ (1); напряжение ВФМ с измененным соотношением амплитуд импульсов длиной τ (2); закон изменения кодов напряжения, компенсирующего паразитный сигнал рассогласования (3); исходная разность фаз лучей ВКИ (4); скорректированная напряжением 3 разность фаз (5).

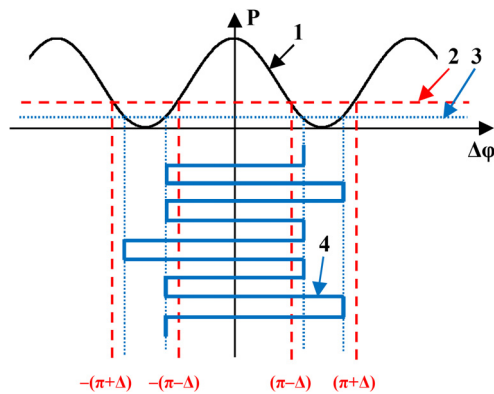


Рис. 12. Расположение рабочих уровней ВОГ: 1 – кривая интерференционного косинуса, 2 – расположение рабочих точек при полной компенсации паразитного сигнала рассогласования, 3 – при неполной его компенсации вторым контуром ОС, 4 – разность фаз между лучами кольцевого интерферометра

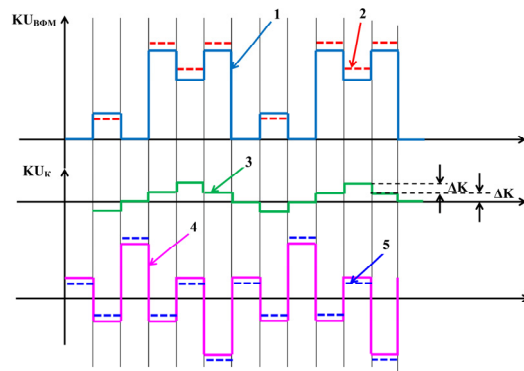


Рис. 13. Закон кодов напряжения ВФМ для компенсации паразитного сигнала рассогласования

Закон изменения соотношения кодов напряжения ВФМ для полной компенсации паразитного сигнала рассогласования (напряжение 3) представляет собой отдельное СПН с возрастающими и убывающими фронтами. Это напряжение 3 не следует путать с изображенным на Рис. 6 треугольным СПН, так как оно не зависит от угловой скорости, имея жестко фиксированный период 6τ с. Величина изменения кода напряжения 3 (одна ступенька) имеет одно и то же значение на всех τ -интервалах. Изменение соотношения кодов производится изменением амплитуды напряжения 3. Изменение соотношения кодов по этому закону приводит к изменению напряжения ВФМ (пунктирная линия 2) и к изменению разности фаз лучей ВКИ (пунктирная линия 5). Как видно из рис. 13, амплитуда ВФМ $\pm(\pi-\Delta)$ уменьшается, а амплитуда ВФМ $\pm(\pi+\Delta)$ увеличивается на одну и ту же величину Δ_0 . При смене знака Δ_0 изменяется и знак амплитуды напряжения 3. В результате при изменении амплитуды напряжения 3 можно добиться $\Delta_0=0$, варьируя с ее помощью соотношения кодов напряжения ВФМ, что позволит поддерживать прибор на необходимом рабочем уровне. В этом случае амплитуда СПН, компенсирующей фазу Саньяка, задается в виде разности напряжений ВФМ $(\pi+\Delta)-(\pi-\Delta) = 2\Delta$ рад, согласно (2.3).

На практике вариацию кодов напряжения ВФМ можно осуществить с помощью третьего контура ОС, отслеживающего сбросы СПН, компенсирующего фазу Саньяка. На рис. 14 показаны графики дрейфа нулевого сигнала ВОГ в течение 1 с при измерении угловой скорости вращения Земли, соответствующие случаям исходного соотношения кодов ВФМ $\pm(\pi\pm\Delta)$ (график А) и измененного

(график Б). Пики 1 на графиках соответствуют сбросам СПН. Видно, что изменениями соотношения кодов ВФМ пики 1 значительно снижены. Код амплитуды СПН при $\Delta=\pi/4$ рад, (см. 2.3) в нашем эксперименте устанавливается в виде $K_0/4$, где K_0 – максимальное значение кода ЦАП, которое при включенном контуре ОС-2 соответствует напряжению $U_{2\pi}$.

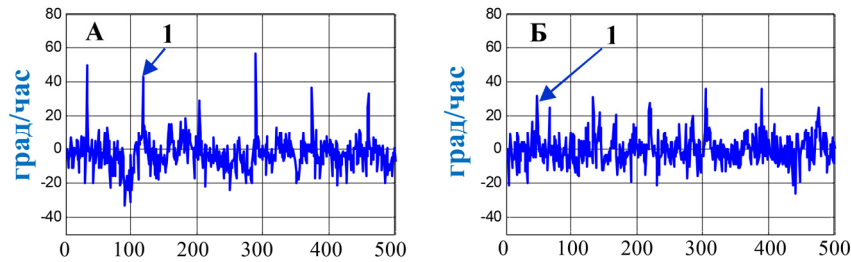


Рис. 14. Дрейф нулевого сигнала ВОГ в течение 1 мин для исходного (А) и измененного (Б) соотношения кодов ВФМ, 1 – выбросы в моменты сброса СПН

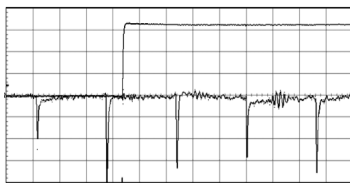


Рис. 15. Форма сигнала на выходе УФП

Величина $K_0/4$, таким образом, должна соответствовать амплитуде СПН, вносящей разность фаз $\pi/2$ рад. Но наличие пиков в сигнале на графике А (рис. 14) означает, что $\Delta \neq \pi/4$ рад (нарушается условие (2.3)). Это говорит о неудовлетворительном состоянии модуляторов (о наличии паразитных эффектов), что подтверждается сигналом на выходе УФП (рис. 15).

На рис. 16 показаны записи угловой скорости вращения Земли при использовании модуляторов ИОС, находящихся в удовлетворительном состоянии (паразитные эффекты малы). Об этом свидетельствует отсутствие пиков в сигнале ВОГ, так как в этом случае $\Delta = \pi/4$ рад и рабочие точки ВОГ при работе контура ОС-2 находятся на нужном рабочем уровне (линия 5 на рис. 8). Изменением соотношения кодов напряжения ВФМ можно имитировать НЧ-процесс в модуляторе ИОС. В этом случае наблюдаются в сигнале ВОГ пики напряжения, которые возникают при сбросе СПН, компенсирующего разность фаз Саньяка.

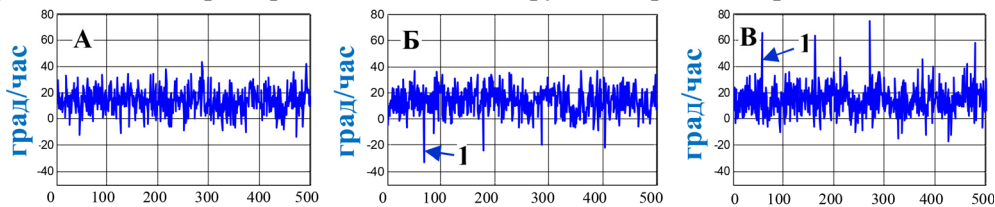


Рис. 16. Записи угловой скорости вращения Земли. График А – для режима, когда выполнены условия (2.3)–(2.4) сброса СПН, компенсирующего фазу Саньяка, графики Б и В – для измененных соотношений кодов напряжения ВФМ, нарушающих эти условия, 1 – выбросы, обусловленные сбросом СПН в этих случаях

Таким образом, описанная схема нацелена на коррекцию точностных характеристик ВОГ (повышение стабильности масштабного коэффициента и амплитуды сигнала вращения), ухудшающихся под воздействием паразитных процессов в пластине ИОС. Это является полностью электронным вариантом коррекции, альтернативным описанным ранее вариантам с коррекцией, использующей несколько датчиков температуры в разных местах корпуса ВОГ [21].

Наконец, отметим, что посредством паразитных процессов в модуляторе также может появиться чувствительность нулевого сигнала к изменениям мощности источника (например, при его прогреве). В этом случае измеренная угловая скорость соотносится с измеряемой скоростью прибора в виде

$$\Omega_{\text{измер}}(t) = \Omega_{\text{вращ}}(t) + \theta(t)/[2Q(t)\sin\Delta],$$

где $\theta(t)$ – величина, обусловленная паразитными процессами в модуляторах. Величину $\theta(t)$ можно трактовать как паразитное смещение на выходе СД-1, детектирующего сигнал ошибок (или сигнал вращения в ВОГ с открытым контуром). Согласно (2.1), величина $Q(t)$, содержащая в себе изменения мощности источника, может быть выделена с помощью отдельного СД в виде

$$S_+(t) = U(t+\tau) + U(t) \approx 2Q(t)(1-\cos\Delta).$$

Используя этот сигнал, можно организовать четвертый ОС, который стабилизирует величину $Q(t)$, например, в схеме с параллельным АЦП, путем использования вариации числа выборок сигнала, либо с помощью описанной в разделе 1 схемы деления, устраняющей зависимость от $Q(t)$.

Заключение

Описана концепция цифрового ВОГ с открытым контуром, использующего прямоугольную низкочастотную фазовую модуляцию и обладающего повышенной стабильностью масштабного коэффициента. Последнее достигается за счет стабилизации амплитуды сигнала вращения с помощью ее деления на величину постоянной составляющей оптической мощности на фотоприемнике. Стабильность амплитуды фазовой модуляции достигается с помощью контура обратной связи. Начальное паразитное смещение выходной характеристики ВОГ может быть устранено с помощью ее коррекции по изменениям паразитного смещения нулевого сигнала на выходе синхронного детектора сигнала рассогласования. Также описана концепция ВОГ с двумя контурами обратной связи (для компенсации фазы Саньяка ступенчатым пилообразным напряжением и для стабилизации как глубины фазовой модуляции, так и масштабного коэффициента ВОГ), в котором устранена зона нечувствительности и уменьшено время выхода на режим. Устранение зоны нечувствительности достигнуто за счет стабильности параметров напряжения фазовой модуляции во времени и использования пилообразного напряжения с амплитудой, зависящей от глубины модуляции. Повышение стабильности масштабного коэффициента при малых угловых скоростях достигнуто за счет того, что работа второго контура обратной связи ориентирована не на сбросы пилообразного напряжения, а на высокочастотный сигнал рассогласования.

Предложен способ коррекции выходной характеристики ВОГ в процессе выхода на режим. Данный процесс обусловлен паразитными явлениями в интегрально-оптическом модуляторе. Корректирующим сигналом служит код напряжения на фазовых модуляторах ИОС. В качестве перспективы дальнейшего повышения точности ВОГ предложен метод повышения стабильности масштабного коэффициента и амплитуды сигнала вращения путем компенсации паразитных эффектов в фазовых модуляторах ИОС. Подавление паразитных эффектов осуществляется за счет третьего контура обратной связи, поддерживающего стабильность сигнала при сбросе компенсирующего разность фаз Саньяка пилообразного напряжения путем изменения соотношения амплитуд ВФМ $(\pi-\Delta) / (\pi+\Delta)$.

Благодарности

Автор благодарит сотрудников НИИ ПМ им. В.И.Кузнецова – Р.А. Курбатова за математическое моделирование сигналов на выходе УФП, О.К.Борисова и А.М. Горячкина за реализацию алгоритмов обработки информации, изложенных в статье.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Moslehi, B.M., Yahalom, R., Faridian, F. et al.** Compact and robust open-loop fiber-optic gyroscope for application in harsh environment // Proc. SPIE. 2010. v. 7817. p. 78170-Q.
2. **Lefevre, H.C., Graindorge, Ph., Arditty H.J. et al.** Double closed-loop hybrid fiber gyroscope using digital phase ramp // Optical Fiber Sensors (OFS), 1985, San Diego, CA, January 1, Post Deadline. p. PDS7-1.
3. **Pavlath, G. A.** Closed-loop fiber optic gyros // Proc. SPIE. - 1996. - Vol. 2837. - P. 46.
4. **Nayak J.** Fiber-optic gyroscopes: from design to production [invited] // Applied Optics. 2011. v. 50, № 25, p. E152.
5. **Курбатов А. М., Курбатов Р.А.** Пути повышения точности волоконно-оптических гироскопов. // Гироскопия и навигация. - 2012. - №1. - С. 102.
6. **Курбатов, А.М.** Способ обработки сигнала кольцевого интерферометра волоконно-оптического гироскопа // Патент РФ № 2130587, приоритет от 18.04.1996.
7. **Mark J., Tazartes D.** Random overmodulation for fiber optic gyros // 5-th International Conference On Integrated Navigation Systems, Saint Petersburg. 1998. P. 226.
8. **Курбатов, А.М.** Способ устранения зоны нечувствительности в волоконно-оптическом гироскопе // Патент РФ №2472111. приоритет от 17.06.2011.
9. **Курбатов, А.М., Курбатов, Р.А.** Вибрационная ошибка угловой скорости волоконно-оптического гироскопа и методы ее подавления // Радиотехника и Электроника. - 2013. - Т. 58, № 8. - С. 842.
10. **Graindorge, P., les Hammeaux, M., H. Arditty, H., Le Roi, M., Lefevre, H.C.** Device for measuring a nonreciprocal phase shift produced in a closed-loop interferometer // 1987. US Patent no. 4,705,399.
11. **Grollman, P.** Fiber optic Sagnac interferometer with digital phase ramp resetting // 1992. US Patent no. 5,116,127.
12. **Spahlinger, G.** Fiber optic Sagnac interferometer with digital phase ramp resetting via correlation-free demodulator control // 1992. US Patent no. 5,123,741.
13. **Курбатов А. М.** Способ компенсации разности фаз Саньяка в кольцевом интерферометре волоконно-оптического гироскопа // Патент РФ № 2146807, приоритет от 02.03.1998.
14. **Bergh R. A.** Dual-ramp closed-loop fiber-optic gyroscope // Proc. SPIE. 1989. v. 1169. p. 429.
15. **Burns W. K., Moeller R. P.** Observation of coherence effects in a quasi-monochromatic fiber-optic gyroscope // Journal of Lightwave Technology. - 1987. Vol. LT-5. no. 7. – P. 1024.
16. **Yi, X., Wen, X.** Y-integrated optic chip (Y-IOC) applied in fiber optic gyro // Proc. SPIE. 2006. v. 6344. p. 63440U-1.
17. **Kovacs, R. A.** Fiber optic angular rate sensor including arrangement for reducing output signal distortion // 1995. US Patent no. 5,430,545.
18. **Hollinger, W.P., Covacs, R.A.** Tuned integrated optic modulator on a fiber optic gyroscope // 1996. US Patent no. 5,504,580.
19. **Greening, T.C., Khari, S.H., Newlin, M.P.** Minimal bias switching for fiber optic gyroscope // 2008. US Patent no. 7,336,364.
20. **Курбатов, А.М., Курбатов, Р.А.** Способ уменьшения времени точностной готовности волоконно-оптического гироскопа // Патент РФ №2512598, приоритет от 24.10.2012.
21. **Liu, R.Y., El-Wailly, T. F., Dankwort, R.C.** Test results of Honeywell's first generation, high-performance interferometric fiber-optic gyroscope. // Proc. SPIE. 1991. v. 1585. p. 262.

Abstract. The article describes an open-loop fiber-optic gyro (FOG) with digital output and high scale factor stability. This is achieved by stabilization of rotation signal amplitude and phase modulation depth. The article studies the FOG with two closed feedback loops; the method to suppress the deadband is considered. The article describes the method of reducing the time required to start operation of the FOG with both open primary loop and closed feedback loops by means of their output characteristic correction. A method of compensating the parasitic effect in phase modulators of optical ICs is proposed as the further prospect for improving the FOG accuracy.

Keywords: fiber-optic gyro (FOG), scale factor stability, feedback loops, parasitic effect compensation

Материал поступил 13.03.14