

УДК 681.787

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ АМПЛИТУДЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА В СХЕМЕ ГОМОДИННОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ ДЛЯ ФАЗОВОГО ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА

М.Ю. Плотников, А.В. Куликов, В.Е. Стригалева

Метод гомодинной демодуляции широко используется в интерферометрических волоконно-оптических датчиках. В работе приведены результаты моделирования зависимости амплитуды выходного сигнала этого метода от амплитуды измеряемого фазового сигнала и глубины фазовой модуляции несущего сигнала. Определена оптимальная глубина фазовой модуляции несущего сигнала, соответствующая максимальному значению амплитуды выходного сигнала, равная $C = 2,373$ рад. Впервые показан нелинейный характер амплитудной характеристики рассматриваемой схемы демодуляции, определяемый ограниченной полосой пропускания используемых фильтров низких частот. Математический анализ показал возможность увеличения линейного участка амплитудной характеристики путем расширения полосы пропускания фильтров низких частот, способствующего увеличению динамического диапазона значений входного сигнала. Согласно полученным в ходе моделирования результатам, для измеряемого фазового сигнала на частоте 500 Гц увеличение полосы пропускания фильтров низких частот с 500 Гц до 1500 Гц приводит к расширению линейного участка амплитудной характеристики с 1,1 рад до 2,9 рад, т.е. увеличению динамического диапазона значений входного сигнала на 8,42 дБ. Предложен способ математического расчета оптимальной полосы пропускания фильтров низких частот, обеспечивающей линейность амплитудной характеристики схемы демодуляции в заданном диапазоне входных воздействий.

Ключевые слова: волоконно-оптический интерферометрический датчик, гомодинная демодуляция, фазовая модуляция.

Введение

Рост числа разработок в сфере фазовых волоконно-оптических гироскопов, гидрофонов и других волоконных датчиков физических величин привел к распространению специальных цифровых методов обработки и демодуляции интерференционных сигналов с использованием программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) [1].

В процессе реализации любого алгоритма обработки сигналов в цифровой форме необходимо учитывать не только последовательность преобразований, приводящих к конечному результату, но также и практические аспекты его реализации, такие как выбор частоты дискретизации, требования к амплитудно-частотным характеристикам используемых цифровых фильтров, влияние выбранных параметров схемы обработки на выходной сигнал, а также аппаратные возможности ПЛИС [2].

Настоящая работа посвящена моделированию и анализу аспектов практической реализации одного из наиболее распространенных на данный момент методов демодуляции сигналов для волоконно-оптических датчиков интерференционного типа – методу гомодинной демодуляции (phase-generated carrier homodyne demodulation technique) [3].

Исследование зависимости выходного сигнала от глубины фазовой модуляции несущего сигнала и амплитуды измеряемого фазового сигнала

С целью исследования зависимости амплитуды выходного сигнала схемы гомодинной демодуляции от различных параметров была реализована ее математическая модель в среде MATLAB.

Для построения цифровых фильтров была использована утилита среды MATLAB Filter Design and Analysis Tool, позволяющая генерировать цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой.

В модели использовались следующие постоянные параметры:

- длительность моделируемых сигналов – 1 с;
- частота фазовой модуляции несущего сигнала – 10 кГц;
- рабочий диапазон измеряемых частот – 1–500 Гц.

На рис. 1 представлены результаты моделирования рассматриваемой схемы демодуляции [3] для глубин фазовой модуляции несущего сигнала и измеряемого фазового сигнала C и D , изменяющихся в диапазоне $0-2\pi$ рад с шагом 0,1 рад. При этом фильтры низких частот (ФНЧ) имели полосу пропускания 500 Гц, частота дискретизации составляла 100 кГц, размах полезного интерференционного сигнала $B = 32766$, частота фазовой модуляции несущего сигнала – 10 кГц, а частота измеряемого фазового сигнала – 500 Гц. Моделирование проводилось при нулевом положении рабочей точки ($\varphi_0 = 0$).

Согласно результатам моделирования, представленным на рис. 1, выходной сигнал схемы демодуляции нелинейно зависит как от глубины фазовой модуляции несущего сигнала, так и от амплитуды из-

меряемого фазового сигнала. Для более детального анализа полученных результатов моделирования рассмотрим отдельно зависимости амплитуды выходного сигнала для этих случаев.

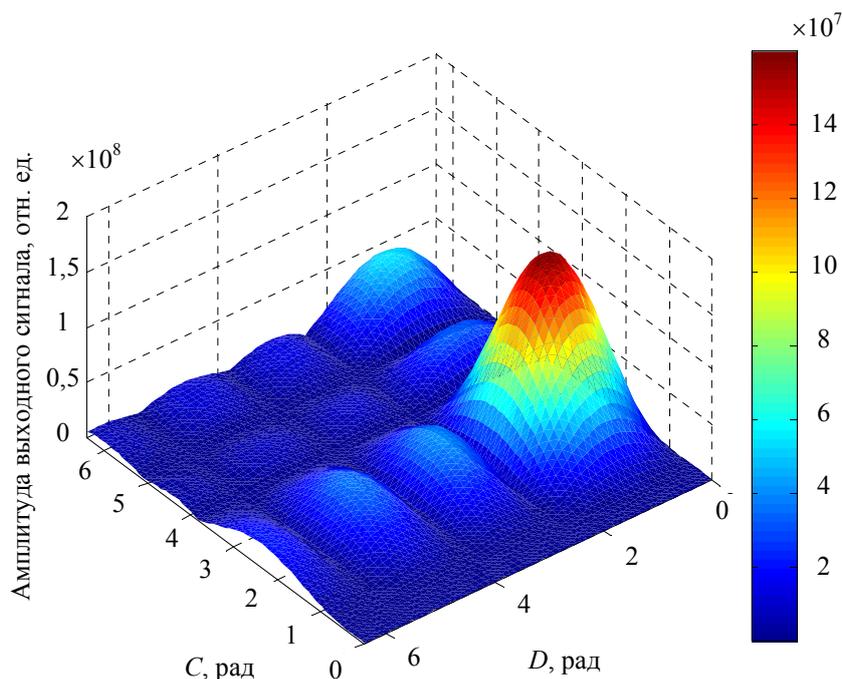


Рис. 1. Зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды измеряемого фазового сигнала и глубины фазовой модуляции несущего сигнала для полосы пропускания ФНЧ 500 Гц

Представленная на рис. 1 зависимость выходного сигнала от глубины фазовой модуляции несущего сигнала пропорциональна произведению $J_1(C)J_2(C)$, где $J_i(C)$ ($i=1, 2$) является функцией Бесселя первого рода i -го порядка от глубины фазовой модуляции несущего сигнала, что согласуется с результатами математического анализа [3, 4]. При этом оптимальным значением глубины фазовой модуляции несущего сигнала, соответствующим максимальному значению произведения $J_1(C)J_2(C)$, является величина $C \approx 2,373$ [4].

В работах [3–6] было показано, что зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды измеряемого фазового сигнала линейна, т.е. амплитуда выходного сигнала прямо пропорциональна величине входного воздействия. Однако полученные в ходе исследования результаты моделирования показали нелинейный характер зависимости амплитуды выходного сигнала от величины входного воздействия (рис. 1).

Для объяснения выявленной нелинейной зависимости амплитуды выходного сигнала от амплитуды измеряемого фазового сигнала рассмотрим более детально сигналы в схеме демодуляции непосредственно после фильтров низких частот [6]. В общем случае, раскладывая эти сигналы по функциям Бесселя, их можно представить как

$$S_1(t) = -BJ_1(C) \left(\cos \varphi_0(t) \left[2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \cdot J_{2k+1}(D) \cdot \cos[(2 \cdot k + 1) \cdot \omega \cdot t] \right] + \right. \\ \left. + \sin \varphi_0(t) \left[J_0(D) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot J_{2k}(D) \cdot \cos(2 \cdot k \cdot \omega \cdot t) \right] \right), \quad (1)$$

$$S_2(t) = -BJ_2(C) \left(\cos \varphi_0(t) \left[J_0(D) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot J_{2k}(D) \cdot \cos(2 \cdot k \cdot \omega \cdot t) \right] - \right. \\ \left. - \sin \varphi_0(t) \left[2 \cdot \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \cdot J_{2k+1}(D) \cdot \cos[(2 \cdot k + 1) \cdot \omega \cdot t] \right] \right). \quad (2)$$

Из формул (1)–(2) видно, что сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ имеют бесконечный спектр, состоящий из гармоник, пропорциональных $J_n(D)$, $n \in [1, +\infty)$. Но на практике при реализации любого алгоритма демодуляции сигналов в цифровой форме обеспечить бесконечно большую полосу пропускания цифровых фильтров и схемы демодуляции не представляется возможным. Полоса пропускания будет ограничиваться в предельном случае частотой Найквиста – половиной частоты дискретизации схемы демодуля-

ции, которая, в свою очередь, будет определяться частотой дискретизации аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Следовательно, неизбежно усечение части полезных гармоник сигналов в процессе их низкочастотной фильтрации.

Для точного определения характера зависимости амплитуды выходного сигнала схемы демодуляции от амплитуды измеряемого фазового сигнала необходимо проанализировать все дальнейшие преобразования над сигналами (1)–(2) согласно схеме [6] для нескольких случаев – присутствия в сигналах (1)–(2) только первой гармоники измеряемого сигнала, двух гармоник, трех и т.д. Эти случаи будут соответствовать различным полосам пропускания ФНЧ, равным соответственно одинарной, удвоенной, утроенной (и т.д.) частотам измеряемой фазовой модуляции.

Для упрощения вычислений будем считать остальные гармоники полностью отфильтрованными, а рабочую точку, изменение которой обычно гораздо медленнее частоты измеряемых сигналов, постоянной величиной. Для простейшего случая, когда полоса пропускания фильтров низких частот равна частоте первой гармоники измеряемого сигнала, сигналы (1)–(2) можно записать так:

$$S_1(t) = -2BJ_1(C)J_1(D)\cos\omega t\cos\varphi_0 - BJ_1(C)J_0(D)\sin\varphi_0, \quad (3)$$

$$S_2(t) = 2BJ_2(C)J_1(D)\cos\omega t\sin\varphi_0 - BJ_2(C)J_0(D)\cos\varphi_0, \quad (4)$$

а производные сигналов (3) и (4) будут равны соответственно

$$\frac{\partial S_1(t)}{\partial t} = 2BJ_1(C)J_1(D)\omega\sin\omega t\cos\varphi_0, \quad (5)$$

$$\frac{\partial S_2(t)}{\partial t} = -2BJ_2(C)J_1(D)\omega\sin\omega t\sin\varphi_0. \quad (6)$$

В результате перекрестного перемножения сигналов (5) и (6) получаем:

$$S_1(t)\frac{\partial S_2(t)}{\partial t} = 4B^2J_1(C)J_2(C)J_1^2(D)\omega\sin\omega t\cos\omega t\sin\varphi_0\cos\varphi_0 + \quad (7)$$

$$+ 2B^2J_1(C)J_2(C)J_0(D)J_1(D)\omega\sin\omega t\cos^2\varphi_0,$$

$$S_2(t)\frac{\partial S_1(t)}{\partial t} = 4B^2J_1(C)J_2(C)J_1^2(D)\omega\sin\omega t\cos\omega t\sin\varphi_0\cos\varphi_0 - \quad (8)$$

$$- 2B^2J_1(C)J_2(C)J_0(D)J_1(D)\omega\sin\omega t\sin^2\varphi_0.$$

Таким образом, после вычитания (7) из (8) получаем:

$$S_2(t)\frac{\partial S_1(t)}{\partial t} - S_1(t)\frac{\partial S_2(t)}{\partial t} = -2B^2J_1(C)J_2(C)J_0(D)J_1(D)\omega\sin\omega t, \quad (9)$$

а последующее интегрирование выражения (9) дает

$$S_{\text{вых}}(t) = 2B^2J_1(C)J_2(C)J_0(D)J_1(D)\cos\omega t. \quad (10)$$

Если произвести все математические преобразования над сигналами (1)–(2) согласно рассматриваемому алгоритму для случаев большей полосы пропускания ФНЧ, можно прийти к конечному выражению для зависимости амплитуды выходного сигнала на частоте измеряемого фазового сигнала от его амплитуды при ограниченной полосе пропускания ФНЧ, аналогичному выражению (10). Эту зависимость в общем виде можно представить как

$$S(t) = 2B^2J_1(C)J_2(C)\sum_{k=0}^{N-1}(2k+1)J_k(D)J_{k+1}(D)\cos\omega t, \quad (11)$$

где N равно количеству полезных гармоник измеряемого сигнала, укладываемых в полосу пропускания ФНЧ.

Для подтверждения справедливости выражения (11) было произведено моделирование рассматриваемой схемы гомодинной демодуляции с различными полосами пропускания ФНЧ: 500 Гц, 1000 Гц и 1500 Гц. Результаты моделирования и соответствующие расчетные зависимости согласно формуле (11) приведены на рис. 2. Согласно рис. 2, расчетная зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды измеряемого фазового сигнала (11) соответствует результатам моделирования. Таким образом, выходной сигнал схемы демодуляции нелинейно зависит от амплитуды измеряемого фазового сигнала при пропускании ФНЧ только части полезных сигнальных гармоник измеряемого сигнала. Это может привести к неоднозначности определения величины входного измеряемого воздействия.

Выявленная зависимость выходного сигнала от амплитуды измеряемого фазового сигнала представляет большой интерес с точки зрения практической реализации рассматриваемого алгоритма в фазовых волоконно-оптических датчиках [7, 8], поскольку она определяет размеры линейного участка амплитудной характеристики схемы демодуляции в зависимости от амплитудно-частотных характеристик используемых цифровых фильтров. При увеличении полосы пропускания ФНЧ наблюдается уширение линейного участка амплитудной характеристики, что приводит к увеличению динамического диапазона

значений входного сигнала. Согласно рис. 2, для измеряемого фазового сигнала на частоте 500 Гц увеличение полосы пропускания используемых ФНЧ с 500 Гц до 1500 Гц приводит к расширению линейного участка амплитудной характеристики с 1,1 рад до 2,9 рад, т.е. увеличению динамического диапазона значений входного сигнала на 8,42 дБ.

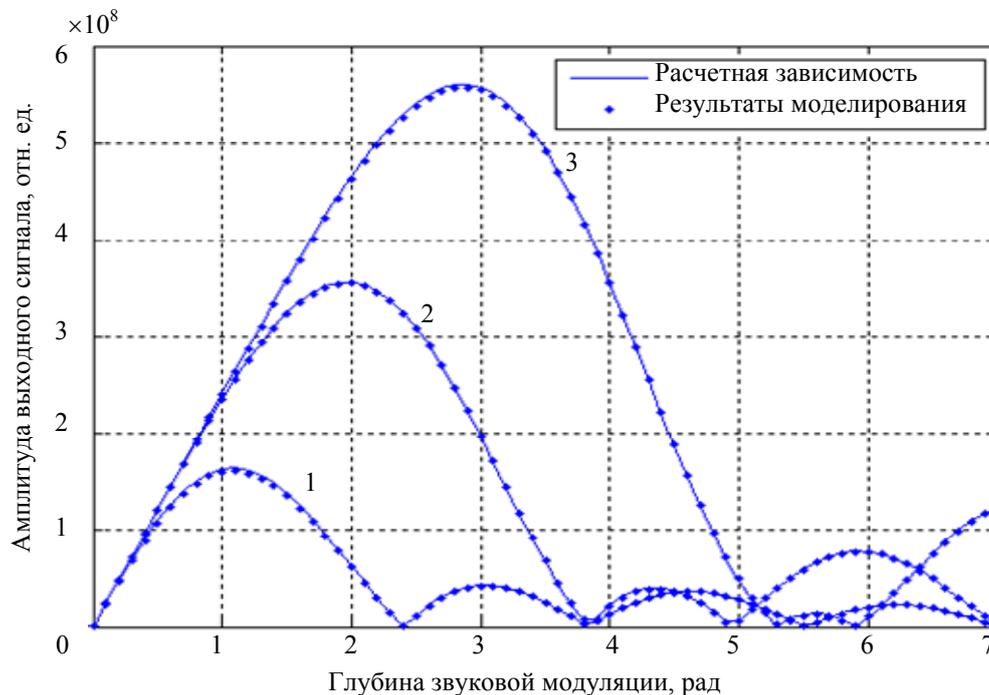


Рис. 2. Результаты моделирования и теоретического анализа зависимости амплитуды выходного сигнала от глубины измеряемой фазовой модуляции на частоте 500 Гц для полосы пропускания ФНЧ: 1 – 500 Гц; 2 – 1000 Гц; 3 – 1500 Гц

Полученные в ходе настоящего исследования результаты могут быть использованы при реализации рассматриваемого метода демодуляции в цифровой форме. Для работы на линейном участке амплитудной характеристики при построении цифровой схемы демодуляции сигналов необходимо, исходя из требований к динамическому диапазону фазового волоконно-оптического датчика, определить максимальное значение амплитуды измеряемой фазовой модуляции. Далее, с учетом нелинейной зависимости амплитуды выходного сигнала от амплитуды измеряемого фазового сигнала, определяемой выражением (11), следует рассчитать требуемую полосу пропускания ФНЧ. Согласно выбранной полосе пропускания ФНЧ определяются частоты модуляции несущего сигнала и дискретизации схемы демодуляции.

Заключение

В работе впервые было показано, что зависимость амплитуды выходного сигнала от амплитуды измеряемого фазового сигнала имеет нелинейный характер из-за ограниченной полосы пропускания фильтров низких частот рассмотренной схемы гомодинной демодуляции. Нелинейный характер этой зависимости, определяемый формулой (11), может привести к неоднозначности определения величины входного измеряемого воздействия.

Исходя из полученных в ходе исследования результатов, выбор полосы пропускания фильтров низких частот при реализации схемы гомодинной демодуляции в цифровой форме должен осуществляться согласно требуемой линейности амплитудной характеристики и динамического диапазона значений входных сигналов схемы демодуляции.

Работа выполнена в НИУ ИТМО при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (проект № 02.G25.31.0044).

Литература

1. Shizhuo Yin, Paul B.Ruffin, Francis T.S.Yu. Fiber Optic Sensors. – 2nd ed. – Pennsylvania State University: CRC Press Taylor & Francis Group, 2008. – 477 p.
2. Lei Feng, Jun He, Jing-Yuan Duan, Fang Li, Yu-Liang Liu. Implementation of Phase Generated Carrier Technique for FBG Laser Sensor Multiplexed System Based on Compact RIO // Journal of Electronic Science and Technology of China. – 2008. – V. 6. – № 4. – P. 385–388.
3. Dandridge A., Tveten A.B. and Gialloronzi T.G. Homodyne demodulation scheme for fiber optic sensors using phase generated carrier // IEEE J. Quantum Electron. – 1982. – V. QE-18. – P. 1647–1653.

4. Asrul Izam Azmi, Ian Leung, Xiaobao Chen, Shaoling Zhou, Qing Zhu, Kan Gao, Paul Childs and Gangding Peng. Fiber Laser Based Hydrophone Systems // Photonic Sensors. – 2011. – V. 1. – № 3. – P. 210–221.
5. Артеев В.А., Варжель С.В., Куликов А.В. Распределенный волоконно-оптический датчик акустического давления на брэгговских решетках // Сборник трудов VII международной конференции молодых ученых и специалистов «Оптика–2011». – СПб: СПбГУ ИТМО, 2011. – С. 509–510.
6. Варжель С.В., Стригалев В.Е. Метод устранения влияния сигнала помехи на чувствительность приема гидроакустической антенны на основе волоконных брэгговских решеток // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. – 2010. – № 5 (69). – С. 5–8.
7. Плотников М.Ю., Шарков И.А., Дейнека И.Г. Модификация схемы обработки данных фазового интерферометрического акустического датчика // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2012. – № 5 (81). – С. 20–24.
8. Исламова Э.Ф., Куликов А.В., Плотников М.Ю. Компьютерное моделирование перекрестных помех в информационно-измерительном волоконно-оптическом приборе // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2013. – № 5 (87). – С. 59–62.

- Плотников Михаил Юрьевич* – Россия, Санкт-Петербург, Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, аспирант, plotnikov-michael@yandex.ru
- Куликов Андрей Владимирович* – Россия, Санкт-Петербург, Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, кандидат технических наук, a.kulikov86@gmail.com
- Стригалев Владимир Евгеньевич* – Россия, Санкт-Петербург, Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, кандидат физ.-мат. наук, профессор, vstrglv@mail.ru

УДК 535.55

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТИ ПАРАМЕТРОВ АНИЗОТРОПНЫХ ОДНОМОДОВЫХ ВОЛОКОННЫХ СВЕТОВОДОВ ОТ ДИАМЕТРА НАМОТКИ

С.М. Аксарин, С.В. Архипов, С.В. Варжель, А.В. Куликов, В.Е. Стригалев

Разработана экспериментальная установка, позволяющая проводить измерения линейных потерь в оптических волокнах методом вносимых потерь и h -параметра в анизотропных одномодовых волоконных световодах методом скрещенных поляризаторов. Проведено исследование величины линейных оптических потерь и h -параметра анизотропных одномодовых волоконных световодов в зависимости от диаметра намотки. В эксперименте диаметр намотки изменялся с шагом 2,5 мм в диапазоне диаметров 3–50 мм и с шагом 0,5 мм в диапазоне диаметров 3–10 мм. Исследования проведены для двулучепреломляющих оптических волокон с эллиптической напрягающей оболочкой с концентрацией легирования GeO_2 4, 12 и 18 мол.%. На основе анализа полученных результатов выработаны рекомендации по допустимой величине диаметра изгиба анизотропных одномодовых волоконных световодов, применяемых в волоконно-оптических датчиках интерферометрического типа. Измеренные параметры являются усредненными значениями для изогнутого участка, так как контроль равномерности распределения механического напряжения и пространственной ориентации эллиптической напрягающей оболочки у образцов в ходе настоящего эксперимента не осуществлялся.

Ключевые слова: анизотропный одномодовый волоконный световод, намотка, оптические потери, h -параметр.

Введение

В современных волоконно-оптических датчиках (ВОД) интерферометрического типа широко применяются анизотропные одномодовые волоконные световоды (АОВС) [1, 2]. Наиболее критичным к параметрам АОВС типом ВОД являются волоконно-оптические гироскопы (ВОГ) [1, 3]. Разрабатываемые ВОГ повышенного класса точности создаются на основе АОВС с эллиптической напрягающей оболочкой [4]. При разработке конструкции ВОГ необходимо учитывать допустимые диаметры изгиба оптических волокон (ОВ). Изгиб АОВС приводит к увеличению линейных оптических потерь, взаимной перекачке энергии между ортогональными поляризационными модами и к увеличению шумовой составляющей в сигнале ВОГ соответственно.

Целью настоящей работы является исследование зависимости величины затухания и h -параметра АОВС от диаметра его намотки.

Исследование оптических потерь

В работе исследовались образцы АОВС, изготовленные по технологии [5, 6]. Параметры исследованных образцов АОВС указаны в таблице.

На основе информации, полученной при обзоре основных методик измерения, предложена оптическая схема измерения оптических потерь (рис. 1).