

первому предположению, в заполнителе отсутствуют тангенциальные перемещения. В соответствии со вторым предположением нормальные перемещения в заполнителе изменяются от прогиба несущего слоя до нуля по нелинейному закону. Были получены формулы, определяющие частоту симметричных колебаний трехслойной пластины, у которой края несущих слоев шарнирно закреплены. Показано, что частота колебаний трехслойной пластины может быть представлена в виде произведения частоты колебаний несущего слоя и частотного коэффициента, который учитывает динамическое поведение заполнителя. Приведены формулы, определяющие величину частотного коэффициента для трехслойных пластин с ортотропными и изотропными несущими слоями. С помощью метода конечных элементов была выполнена верификация разработанной модели симметричных колебаний трехслойной пластины. Из сравнения результатов вычислений следует, что полученные в работе формулы

позволяют с высокой достоверностью определять частоты симметричных колебаний трехслойных пластин. Разработанная модель дает возможность находить частоты с точностью, сопоставимой с точностью аналогичных расчетов, выполненных в пакетах COSMOS/M, ANSYS. При этом частотный анализ, выполненный на основе представленной модели, требует минимальных вычислительных ресурсов.

Библиографические ссылки

1. Frosting Y., Thomson O. T. High-Order Free Vibration of Sandwich Panels with a Flexible Core // Intern. J. of Solids and Structures. 2004. № 41(5–6). P. 1697–1724.
2. Langhaar H. L. Energy Methods in Applied Mechanics. N. Y. : John Wiley & Sons, 1962.
3. Васильев В. В. Механика конструкций из композиционных материалов. М. : Машиностроение, 1988.

A. V. Lopatin, R. A. Udaltsov

WRINKLING VIBRATIONS OF SANDWICH PLATE

The task of frequency test of sandwich plate wrinkling vibrations, when plate is composed of two similar composite bearing layers and orthotropic filler, is solved in this paper. Hamilton's principle was applied to derive a basic differential equation of forth order. Frequency formula for symmetrical vibrations of sandwich plate with pinned bearing layers is given.

Keywords: sandwich plate, wrinkling vibrations.

© Лопатин А. В., Удальцов Р. А., 2010

УДК 621.393.3

В. Б. Малинкин, Е. В. Малинкин, Е. Ф. Кураш, О. В. Соболева

ИНВАРИАНТНАЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ И ЕЁ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Предложен метод борьбы с искажениями, вносимыми волоконно-оптической линией связи. Метод основан на использовании инвариантного равенства. Определены основные технические характеристики.

Ключевые слова: инвариантный, волоконно-оптическая система передачи, фотоприемник.

В подавляющем большинстве случаев в волоконно-оптических системах передачи (ВОСП) для передачи информационного сигнала используется классическая амплитудная модуляция.

Вероятность ошибочного приема регенераторов составляет 10^{-10} в соответствии с рекомендациями Международного союза электросвязи (МСЭ) (ITU-T G.707. Network node interface for the Synchronous Digital Hierarchy 2004). В более поздних рекомендациях МСЭ (ITU-T G.975. Forward error correction for submarine systems. 1996) предлагается использовать устройства защиты от ошибок (УЗО), работа которых основана на специальном кодировании сигнала передачи с помощью циклических кодов.

При скорости передачи 10 Гбит/с и выше создать устройства защиты от ошибок, работающие в реальном масштабе времени, сложно.

Между тем уменьшение вероятности ошибки можно достичь другими способами. Один из них предлагается ниже.

Постановка задачи. Имеем ВОСП (рис. 1). В качестве передатчика используется лазер. В качестве приемника используется фотоприемное устройство. Для передачи информационного сигнала используется второе окно прозрачности.

Необходимо синтезировать алгоритм передачи информационного сигнала, основанный на инвариантном способе обработки информации.

Решение поставленной задачи. Структура ВОСП включает в себя передающие и приемные устройства и ВОЛП.

Следует заметить, что сквозной тракт ВОСП во втором окне прозрачности [1] является линейным при условии, что мощность на выходе передатчика не превышает допустимую величину 1 мВт. Z -преобразование сигналов приема $Y(Z)$ на выходе ФПУ (на i -м блоке обработки) определится по формуле:

$$Y_i(Z) = [G_i(Z) \cdot H_{0i}(Z) \cdot H_{1i}(Z) \cdot H_{2i}(Z)]_i, \quad (1)$$

где $G_i(Z)$ – Z -преобразование сигнала передачи на i -м блоке обработки; $H_{0i}(Z)$ – передаточная характеристика формирователя сигналов на i -м блоке; $H_{1i}(Z)$ – передаточная характеристика волоконно-оптической линии передачи на i -м блоке; $H_{2i}(Z)$ – передаточная характеристика приемника (ФПУ) на i -м блоке.

В работе [2] приведено инвариантное равенство, справедливое для любого линейного четырехполюсника:

$$\frac{G_i(Z)}{G_{i-1}(Z)} = \frac{Y_i(Z)}{Y_{i-1}(Z)}. \quad (2)$$

Равенство (2) справедливо для физически реализуемых систем, когда знаменатели не равны нулю.

Любая ВОСП является консервативной системой, характеристики которой разделены на интервалы стационарности.

Таким образом,

$$H_{\Sigma(i-1)}(Z) \approx H_{\Sigma i}(Z) \approx H_{\Sigma(i+1)}(Z) \approx \dots, \quad (3)$$

где $H_{\Sigma i}(Z) = H_{0i}(Z) \cdot H_{1i}(Z) \cdot H_{2i}(Z)$ – передаточная характеристика сквозного тракта ВОСП на i -м блоке.

При подстановке выражения (3) в (2) с учетом (1), равенство (2) переходит в тождество.

При переходе от Z -изображений к амплитудно-фазовым спектрам имеем:

$$\frac{G_i(jk\omega_1)}{G_{i-1}(jk\omega_1)} = \frac{Y_i(jk\omega_1)}{Y_{i-1}(jk\omega_1)}. \quad (4)$$

Равенство (4), в свою очередь, распадается на равенство отношений амплитудных спектров и равенство разности цифровых спектров:

$$\left. \begin{aligned} \frac{G_i(k\omega_1)}{G_{i-1}(k\omega_1)} &= \frac{Y_i(k\omega_1)}{Y_{i-1}(k\omega_1)}, \\ \varphi_i(k\omega_1) - \varphi_{i-1}(k\omega_1) &= \\ &= \psi_i(k\omega_1) - \psi_{i-1}(k\omega_1), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где $G_i(k\omega_1)$ и $G_{i-1}(k\omega_1)$ – амплитудные спектры на входе формирователя сигналов на i -м и $(i-1)$ -блоках; $Y_i(k\omega_1)$ и $Y_{i-1}(k\omega_1)$ – амплитудные спектры на выходе ФПУ сигналов на i -м и $(i-1)$ -блоках; $\varphi_i(k\omega_1)$ и $\varphi_{i-1}(k\omega_1)$ – фазовые спектры сигналов на входе формирователя сигналов на i -м и $(i-1)$ -блоках; $\psi_i(k\omega_1)$ и $\psi_{i-1}(k\omega_1)$ – фазовые спектры на выходе ФПУ сигналов на i -м и $(i-1)$ -блоках.

Первое равенство (5) повторяет принцип относительной амплитудной модуляции (ОАМ), а второе – принцип относительной фазовой модуляции (ОФМ). Таким образом, для достижения минимальной вероятности ошибки в ВОСП необходимо модулирующий параметр «вложить» в отношение Z -изображений сигнала передачи на соседних блоках обработки, а на приемной стороне модулирующий параметр извлечь, путем сравнения соседних блоков.

Формирование информационных сигналов в такой системе осуществляется на входе формирователя сигналов, а демодуляция – на выходе ФПУ. Будем далее называть такую систему «инвариантной волоконно-оптической системой передачи» (ИВОСП).

Процесс формирования сигналов будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{G_1(Z)}{G_0(Z)} &= S_{\text{мод}1}(Z) \rightarrow G_1(Z) = G_0(Z) \cdot S_{\text{мод}1}(Z); \\ \frac{G_2(Z)}{G_1(Z)} &= S_{\text{мод}2}(Z) \rightarrow G_2(Z) = \\ &= G_1(Z) \cdot S_{\text{мод}2}(Z) = G_0(Z) \cdot S_{\text{мод}1}(Z) \cdot S_{\text{мод}2}(Z); \\ G_N(Z) &= G_0(Z) \cdot \prod_{i=1}^N S_{\text{мод}i}(Z), \end{aligned} \quad (6)$$

где $G_0(Z)$ – Z -изображение информационного сигнала на начальном блоке (сигнал обучения).

Однако реализовать алгоритм модуляции согласно выражению (6) нельзя, так как при длинных сеансах связи $N \rightarrow \infty$ и нерекursивный фильтр будет физически нереализуемым. Структура формирователя сигналов при $N = 4$ (рис. 2) содержит четыре блока задержки, ключ, умножитель БПФ и ОБПФ. Количество отводов может быть любым.

Модулирующий параметр $S_{\text{мод}}(nT)$ в блоке БПФ преобразуется в $S_{\text{мод}}(Z)$.

Процесс формирования сигналов передачи в каждом блоке содержит 2 этапа. На первом этапе ключ К1 замкнут. В точке «б» сигнал определится формулой

$$G_i(Z) = G_0(Z) \cdot \prod_{k=0}^5 S_{\text{мод}(i-k)}(Z). \quad (7)$$

На втором этапе ключ К1 разомкнут. В точке «б» сигнал (рис. 3) определится как

$$G'_i(Z) = G_0(Z) \cdot \prod_{k=0}^4 S_{\text{мод}(i-k)}(Z). \quad (8)$$

В соответствии с законами цифровой фильтрации на приемной стороне каждый блок умножается на передаточную характеристику сквозного тракта. Представим Z -изображения сигналов приема в виде

$$\left. \begin{aligned} Y_{i-1}(Z) &= G_{i-1}(Z) \cdot H_{\Sigma i-1}(Z), \\ Y'_{i-1}(Z) &= G'_{i-1}(Z) \cdot H_{\Sigma i-1}(Z), \\ Y_i(Z) &= G_i(Z) \cdot H_{\Sigma i}(Z), \\ Y'_i(Z) &= G'_i(Z) \cdot H_{\Sigma i}(Z). \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Процесс демодуляции заключается в делении первой части $G_i(Z)$ на $G_i'(Z)$. Тогда

$$S'_{\text{МОД}}(Z) = \frac{G_0(Z) \cdot \prod_{k=0}^5 S_{\text{МОД}(i-k)}(Z) \cdot H_{\Sigma i}(Z)}{G_0(Z) \cdot \prod_{k=0}^4 S_{\text{МОД}(i-k)}(Z) \cdot H_{\Sigma i}(Z)}. \quad (10)$$

Справедливость выражения (10) основана на свойствах относительности среды распространения сквозного тракта ИВОСП и справедливости выражения (3).

Структура приемной части ИВОСП приведена на рис. 4.

Следует заметить, что в данном алгоритме производится компенсация АЧИ и ФЧИ сквозного тракта ИВОСП. Это в свою очередь приводит к компенсации дисперсионных свойств ВОЛП, к увеличению

отношения сигнал/шум и уменьшению вероятности ошибки.

Технические характеристики метода. Необходимо указать достоинства и недостатки разработанного метода.

К неоспоримым достоинствам можно отнести компенсацию АЧИ и ФЧИ среды распространения. Это позволяет увеличить длину регенерационного участка при сохранении вероятности ошибочного приема либо существенно уменьшить вероятность ошибки при заданной длине участка регенерации.

К недостаткам можно отнести увеличение скорости передачи информационного сигнала. По существу, в сигнал передачи введена избыточность, что и позволило улучшить качественные показатели.

Однако наряду с компенсацией АЧИ и ФЧИ наблюдается увеличение аддитивных шумов.

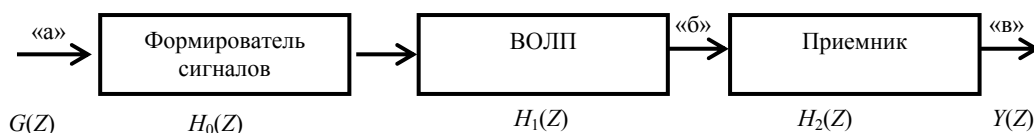


Рис. 1. Структура ВОСП

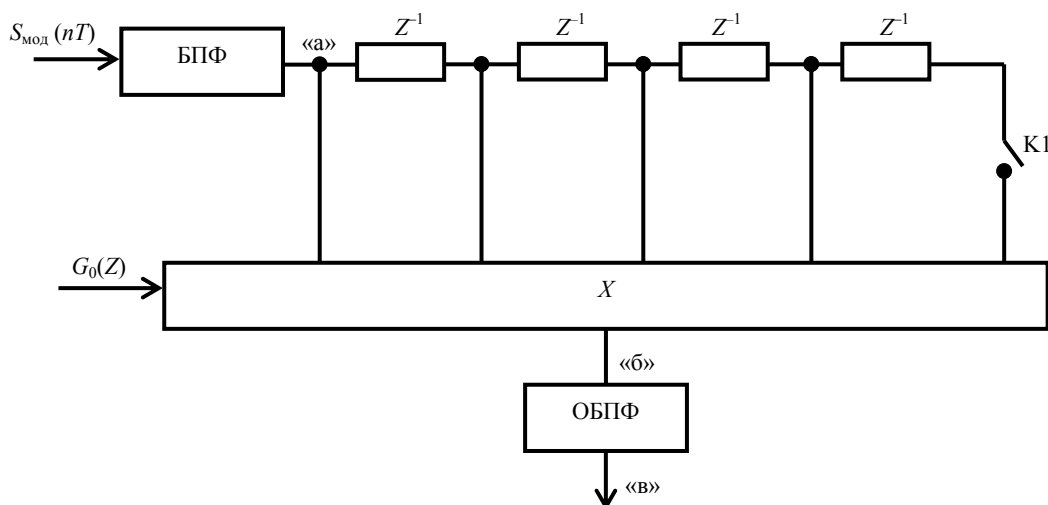


Рис. 2. Структура модулятора ИВОСП

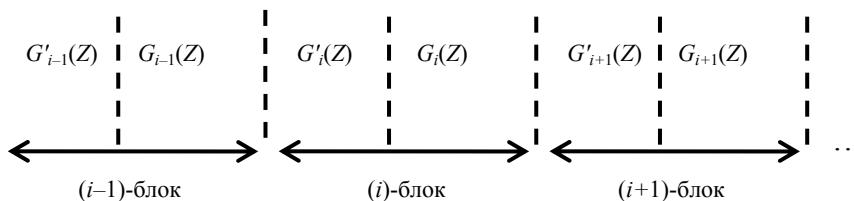


Рис. 3. Представление сигнала передачи

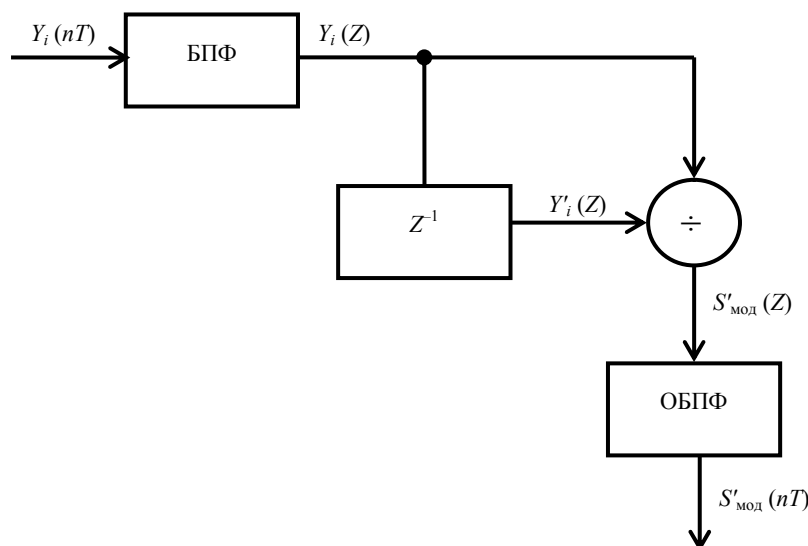


Рис. 4. Структура демодулятора ИВОСП

Оценим величину собственных шумов, используя известное соотношение [3]:

$$\sigma^2 = \frac{\Delta_0^2}{12} \sum_{n=0}^{\infty} h^2(nT) + \frac{\Delta^2}{12} \sum_{j=1}^N \sum_{n=0}^{\infty} h_j^2(nT), \quad (11)$$

где Δ_0 – шаг квантования входного слова; $h(nT)$ – импульсная реакция цифрового фильтра; $h_j(nT)$ – импульсная реакция усеченного цифрового фильтра от j -го источника шума; Δ – шаг квантования обработки сигнала в ЦФ; N – число отводов ЦФ.

Обычно в расчетах принимают $h(nT) = h_j(nT)$ и $\Delta_0 = \Delta$. Тогда выражение (11) упрощается.

Величина дополнительного собственного шума на передаче для $N = 4$ определится формулой

$$\sigma_{\text{собств.ПРД}}^2 = \frac{\Delta^2}{12} \cdot 5 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} h^2(nT) = \frac{5\Delta^2}{3}, \quad (12)$$

а величина дополнительного собственного шума на приеме – формулой

$$\sigma_{\text{собств.ПРМ}}^2 = \frac{4\Delta^2}{12} = \frac{\Delta^2}{3}. \quad (13)$$

Выражения для общей величины дополнительного шума запишется как

$$\sigma_{\Sigma \text{собств}}^2 = \sigma_{\Sigma \text{собств.ПРД}}^2 + \sigma_{\Sigma \text{собств.ПРМ}}^2 = 2\Delta^2. \quad (14)$$

При поступлении шума канала связи (фотонный шум) величина его на выходе блока ОБПФ будет [2]:

$$\sigma_{\text{доп.КС}}^2 = \sigma_{\text{КС}}^2 \sum_{n=1}^{\infty} h^2(nT) = 2\sigma_{\text{КС}}^2, \quad (15)$$

где $\sigma_{\text{КС}}^2$ – мощность шума канала связи.

Таким образом, разработана структура ИВОСП, позволяющая компенсировать АЧИ и ФЧИ среды распространения. Определены технические характеристики. Разработанный метод может найти широкое применение в волоконно-оптических системах передачи.

Библиографические ссылки

1. Заславский К. Е. Оптические волокна для систем связи : учеб. пособие / Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики. Новосибирск, 2008.
2. Малинкин В. Б. Повышение помехоустойчивости модифицированных фильтров Калмана в относительных компенсационных методах : дис. ... д-ра техн. наук. Омск, 2003.
3. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. В., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов. М. : Радио и связь, 1990.

V. B. Malinkin, E. V. Malinkin, H. F. Kurash, O. V. Soboleva,

INVARIANT METHOD OF INFORMATION TRANSMISSION IN FIBER-OPTIC TRANSMISSION SYSTEMS

Synthesized method of controlling the distortions introduced by fiber-optic communications line. The method is based on the use of invariant equality. The main technical characteristics were determined.

Keywords: invariant fiber-optic transmission system.

© Малинкин В. Б., Малинкин Е. В., Кураш Е. Ф., Соболева О. В., 2010