

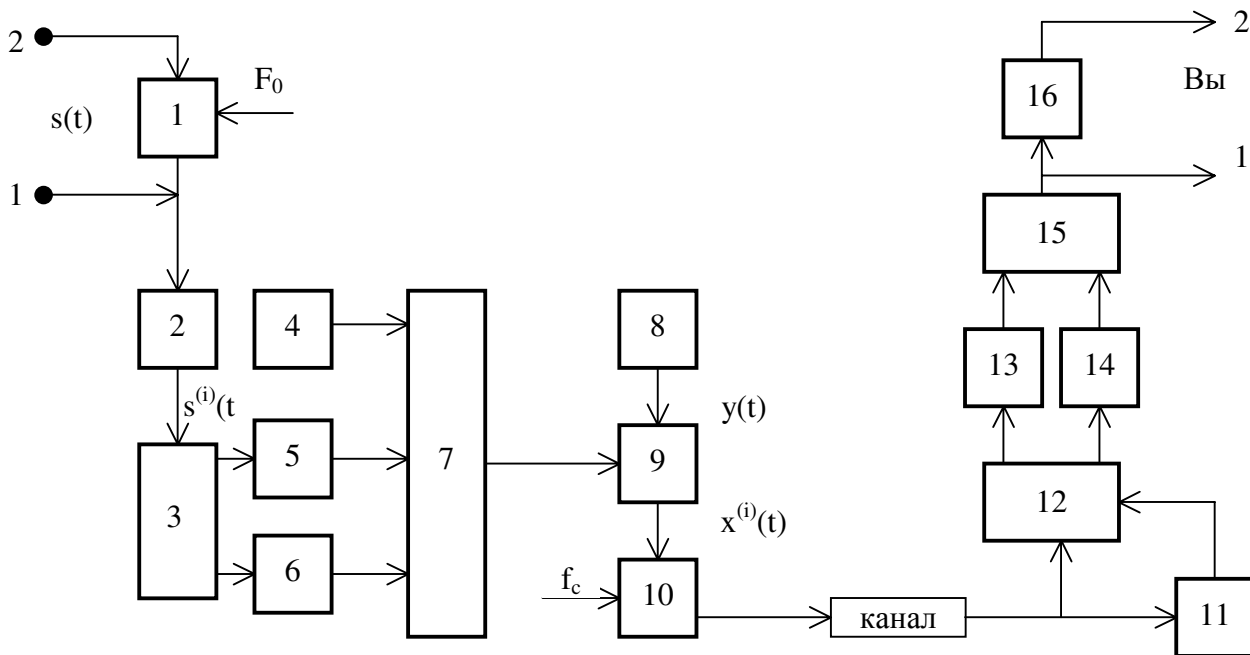
ВЫСОКОЗАЩИЩЕННАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ АНАЛОГОВЫХ И ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ ДЛИННЫМИ ОТРЕЗКАМИ

Самойлов А.И., Волынский Д.Н.

Уральский государственный университет путей сообщения
620034, Екатеринбург, ул.Колмогорова, 66, кафедра «Связь»

Основой системы является линейный модем (ЛМ), в котором реализован нетрадиционный вид модуляции - линейно-параметрическая модуляция (ЛПМ) [1,2]. Идея ЛПМ родилась в начале 80-х годов при решении задачи глубинного зондирования земной коры шумоподобными сигналами [3]. Применить ЛПМ в системах связи на том этапе развития микроэлектроники не представлялось возможным. ЛПМ обладает рядом ценных качеств – высокой помехоустойчивостью, отсутствием порогового эффекта, экономичностью, секретностью. Реализация ЛМ возможна лишь с применением цифровой обработки сигналов, причем требует большого объема вычислений в реальном времени. Достижения микроэлектроники и, в частности, совершенствование ЦСП делают возможным внедрение ЛМ в системы связи.

Блок-схема предлагаемой системы приведена на рис.1.



Передаваемое сообщение $s(t)$ разбивается на фрагменты длительностью T_s (база - $2F_s T_s$). В блоке 2 входной сигнал $s(t)$ подвергается дискретизации ($\Delta t = 1/2F_s$) и оцифровке, затем через коммутатор 3 записывается фрагментами по $2F_s T_s$ отсчетов поочередно в регистры 5 и 6. Коммутатор 7 подключает поочередно 5 и 6 регистры ко входу модулятора 9, в котором осуществляется свертка фрагментов сигнала с поступающим из блока 8 несущим колебанием, согласно выражению:

где: $x^{(i)}(t)$ - фрагменты сигнала на выходе модулятора; $y(t)$ - несущее колебание;

$$x^{(i)}(t) = \int_0^T y(t - \tau) s^{(i)}(\tau) d\tau;$$

$$T \leq t < 2T; \quad i=1. \quad 2T \leq t < 3T; \quad i=2 \dots \quad mT \leq t < (m+1)T; \quad i=m. \quad (1)$$

$s^{(i)}(t)$ - фрагменты передаваемого сообщения.

В качестве несущего колебания используется сложное периодическое колебание, имеющее $2FT$ степеней свободы, причем $2FT \geq 2F_s T_s$. Наличие самого несущего колебания необязательно. Его может заменить последовательность чисел с тем же периодом T , трактуемых как отсчетные значения несущего колебания. Эти отсчетные значения, как независимые числа, являются модулируемыми параметрами. В результате ЛПМ на выходе блока 9 имеем отсчетные значения модулированного колебания, каждое из которых является результатом линейного взаимодействия всех степеней свободы несущего колебания со всеми степенями свободы фрагмента передаваемого сообщения.

Учитывая дискретный характер сигналов, выражение (1) можно представить в дискретной форме

$$\begin{bmatrix} x_1^{(i)} \\ x_2^{(i)} \\ \vdots \\ x_n^{(i)} \end{bmatrix} = [y] \begin{bmatrix} s_1^{(i)} \\ s_2^{(i)} \\ \vdots \\ s_n^{(i)} \end{bmatrix}; \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2)$$

Матрица $[y]$ – квадратная n -го порядка; все строки ее получаются из первой путем циклических перестановок.

После окончания первого фрагмента коммутатор 7 подключает на вход модулятора второй фрагмент, хранящийся в регистре 6 и т.д. Отсчетные значения модулированного колебания поступают на блок 10 формирования отсчетных функций вида $\sin x/x (1 + \cos x/4)$, которые в сумме формируют сигнал, занимающий полосу F со средней частотой f_c , пригодный для передачи по каналу. С точки зрения технической реализации целесообразно проводить формирование выходного сигнала на высокостабильной промежуточной частоте f_c , а перенос спектра уже сформированного сигнала в диапазон, отведенный для связи, проводить обычным образом. Если ширина спектра передаваемого сообщения меньше ширины диапазона частот, отведенного для связи, то можно уменьшить период T несущего колебания в g раз и увеличить полосу частот F в g раз ($2FT = \text{const}$). В результате получим модулированное колебание фрагмента сообщения, занимающее полосу частот в g раз шире за время в g раз меньшее его длительности. Образуется резерв времени, который можно использовать для g -кратного повторения фрагмента сообщения, а на приемной стороне повторяемые отрезки синхронно сложить. Если число степеней свободы фрагмента сообщения больше числа степеней свободы помехи в канале, на которые простираются заметные статистические связи, то можно считать помехи на различных реализациях повторяемых отрезков независимыми и в результате накопления отношение С/П возрастает в g раз [4].

На приемной стороне сигнал поступает на вход демодулятора 12 и на вход блока 11 выделения синхросигнала. Для выделения модулирующего колебания $s^{(i)}(t)$ принятый сигнал должен быть подвергнут линейному преобразованию

$$z(t) = \int_0^T \int_0^T y(t - \theta - \tau) s(\tau) g(\theta) d\tau d\theta + \int_0^T n(t - \theta) g(\theta) d\theta \quad (3)$$

где $g(t)$ – импульсная характеристика демодулятора.

Модем, у которого $g(t)$ и $y(t)$ выбраны из условия минимизации среднеквадратического отклонения $z(t)$ от $s(t)$ назовем статистически согласованным с помехами в канале. Как показано в [5], у согласованного модема:

$$g(t) = \frac{K}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{N_m - N(\omega)} e^{-j\Psi(\omega)} e^{j\omega t} d\omega; \quad [g] = [y]^{-1} \quad (4)$$

где: $N(\omega)$ – энергетический спектр помех; N_m – постоянное число, превышающее пиковое значение $N(\omega)$; $\Psi(\omega)$ – произвольный фазовый спектр; $[g]$ и $[y]^{-1}$ – взаимобратные матрицы, построенные из отсчетных значений $g(t)$ и $y(t)$ путем циклических перестановок.

Алгоритм работы демодулятора описывается следующим выражением:

$$s^{(i)}(t - \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \mu_t^{(i)}(\tau, T) x^{(i)}(T - \tau) g(3T - t - \tau) d\tau; \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (5)$$

где: $\mu_t^{(i)}(\tau, T)$ – сканирующая функция, обладающая следующими свойствами:

$$\mu_t^{(i)}(\tau, T) = 1 \text{ при } 0 \leq \tau < T \text{ и } T \leq t < 2T; \quad 0 \text{ при всех других } \tau \text{ и } T.$$

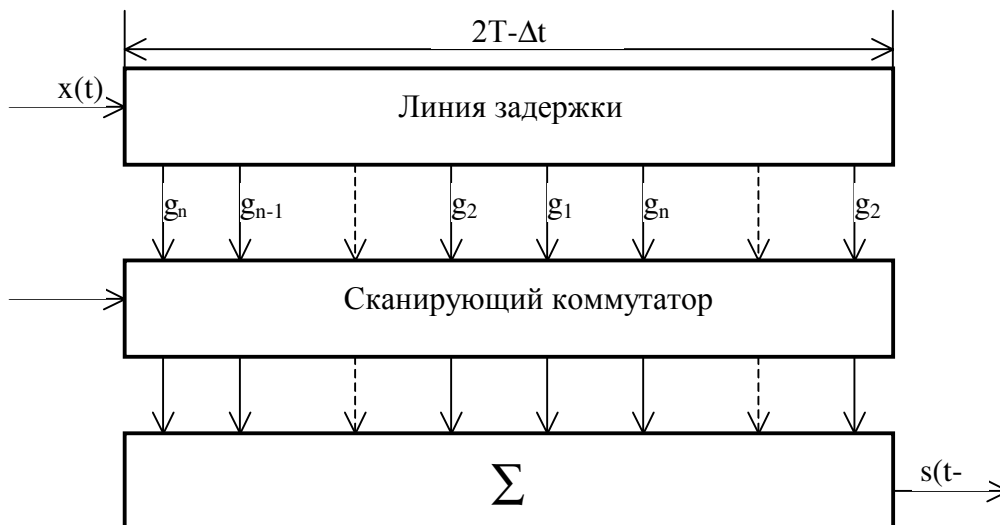
На рис.2 показана схема демодулятора.

Сканирующий коммутатор, реализующий функцию $\mu_t^{(i)}(\tau, T)$, в момент $t = iT$ подключает первые n отводов линии задержки ко входам сумматора, а затем, через интервалы Δt добавляет по одному отводу справа и разрывает по одному отводу слева так, что группа из n подключенных к сумматору отводов продвигается вдоль линии задержки, сопровождая сигнал. Весовые коэффициенты на отводах линии задержки воспроизводят первую строку и первый столбец матрицы $[g]$, прочитанные справа налево и вниз.

С выхода демодулятора фрагменты сигнала поступают на накапливающие сумматоры 13 или 14, в которых осуществляются синхронное весовое суммирование всех g повторяемых реализаций. Накопленные фрагменты с выходов сумматоров поочередно считываются блоком считывания 15 и поступают на выход 1.

В силу линейности модема выбор матрицы $[y]$ в формуле (2) не зависит от матрицы $[s]$. Так, первая строка матрицы $[y]$ может быть произвольным набором чисел. Соответственно и колебание $y(t)$ может иметь

произвольную форму. Это позволяет при передаче любых сообщений выбирать независимо несущее колебание так, чтобы оптимизировать систему по какому либо критерию, в частности, согласно выражению (4), а при отображении сообщений на сигналы выбирать сигналы так, чтобы оптимизировать систему по тому же или иному критерию.



Можно показать [6], что отношение С/П на выходе линейного демодулятора равно

$$(C/\Pi)_{ВЫХ} = \frac{P_{S\ Вых}}{P_{n\ Вых}} = \frac{\frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} s^2(\omega) d\omega}{\frac{1}{4} \int_{-\infty}^{\infty} N(\omega)[N_m - N(\omega)] d\omega} \quad (6)$$

Выигрыш отношения С/П в ЛМ равен

$$B = \frac{(C/\Pi)_{ВЫХ}}{(C/\Pi)_{ВХ}} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} s^2(\omega) d\omega \int_{-\infty}^{\infty} N(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} N(\omega)[N_m - N(\omega)] d\omega \int_{-\infty}^{\infty} \frac{s^2(\omega)}{N_m - N(\omega)} d\omega} \quad (7)$$

При заданной мощности сигнала выигрыш зависит не только от структуры помех, но и от структуры сигнала, хотя отношение С/П не зависит от структуры сигнала. Следовательно, при заданной мощности, меняя структуру передаваемого сигнала можно увеличивать или уменьшать выигрыш, не изменяя отношение С/П на выходе демодулятора. Максимальный выигрыш, который можно получить в данном канале при использовании ЛМ равен

$$B_{max} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} [N_m - N(\omega)]^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} N(\omega) d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} N(\omega)[N_m - N(\omega)] d\omega \int_{-\infty}^{\infty} [N_m - N(\omega)] d\omega} \quad (8)$$

Выигрыш тем больше, чем более неравномерен энергетический спектр помех в канале. Из формул (7) и (8) следует, что выигрыш не зависит от отношения С/П в канале. ЛМ не присущи пороговые явления, как это имеет место, например, при ЧМ.

Сравнительный анализ помехоустойчивости ЛМ и ЧМ [2,6] показывает, что выигрыш отношения С/П при ЛМ, работающем в режиме синхронного накопления, равен коэффициенту расширения полосы частот при модуляции независимо от отношения С/П в канале. Поэтому ЛМ при слабых сигналах значительно превосходит по помехоустойчивости частотную модуляцию.

Наиболее перспективной по помехоустойчивости схемой является схема, объединяющая в себе ЧМ и ЛМ. При этом в схеме на рис1 добавляется частотный модулятор 1 и частотный демодулятор 1б, а сигнал подается на вход 2 и снимается с выхода 2. Выигрыш отношения С/П для этой схемы равен произведению выигрышей ЛМ и ЧМ. Схема объединяет достоинства ЧМ и ЛМ, преодолевая главный недостаток ЧМ – порог помехоустойчивости.

Сравнение по экономичности схемы, объединяющей в себе ЛМ и ЧМ, и схемы с ЧМ показывает, что выигрыш мощности при отношении С/П >> 1 в пользу схемы с ЧМ, а при С/П < 1 в пользу схемы «ЧМ+ЛМ».

Аналогичное сравнение схемы «ЧМ+ЛМ» и схемы с ЛМ, работающей в режиме синхронного накопления, показывает, что выигрыш мощности при коэффициенте расширения полосы частотного модема

меньше 4,2 – в пользу ЛМ, а при коэффициенте расширения больше 4,2 – в пользу «ЧМ+ЛМ» независимо от уровня сигнала в канале.

Благодаря применению ЛПМ система обладает высокой скоростью передачи информации, равной пропускной способности канала. Выигрыш отношения С/П равен коэффициенту расширения полосы частот при модуляции. Отсутствует пороговый эффект, поэтому при малых сигналах система превосходит системы с частотной модуляцией и может работать «под шумами».

Система обладает высокой защищенностью информации. Перехват и расшифровка сообщений исключены, так как несущее колебание и сообщение никогда не бывают в канале порознь. Они присутствуют только в свертке, по которой невозможно определить несущее колебание, подобно тому, как по сумме нельзя определить слагаемые. А без знания несущего колебания нельзя осуществить демодуляцию. Кроме того, несущее колебание можно менять как угодно часто простой сменой содержимого памяти блока 8. Синхросигнал также недоступен расшифровке. Он передается из регистра 4 первым в пачке из повторяемых отрезков сообщения и проходит через канал наравне с другими реализациями.

Литература

1. А.с. 1169192 Устройство для приема дискретных сигналов, А.И.Самойлов и Д.Н. Волынский, 1985.
2. Самойлов А.И., Волынский Д.Н. Система связи с линейно-параметрической модуляцией//Наука и транспорт сегодня: проблемы и решения – Екатеринбург, УрГАПС, 1997-вып.5(87). Часть2-С.46-54.
3. Самойлов А.И., Волынский Д.Н. Об оптимизации обработки сигнала зондирования земной коры//Глубинное электромагнитное зондирование с применением промышленных линий электропередач.- Сб.статей.-Апатиты:Изд.Кольского филиала АН СССР,1981.-С.80-91.
- 4.Волынский Д.Н. Аналого-цифровая аппаратура для весового накопления сигнала зондирования//Электромагнитные методы при исследовании земных недр: Сб.статей.- Свердловск: УИЦ АН СССР.-1983.-С.100-107.
5. Самойлов А.И. Выбор оптимального зондирующего сигнала// «Геология и геофизика», №7, 1982, С.105-112.
6. Самойлов А.И. Помехоустойчивость линейного модема, статистически согласованного с помехами в канале//Передача информации в системах транспортной связи.-Свердловск:УЭМИИТ,1983.-Вып.70-С.3-17.



HIGH-PROTECTED SYSTEM OF TRANSMISSION OF ANALOG SIGNALS AND DISCRETE MESSAGES BY LONG SECTIONS

Samoilov A.I., Volinsky D.N.

The system uses the linear-parametric modulation (LPM). A transmitted message splits into segments of T_s ($B=2F_s T_s$) in duration. In the unit 2 input signal expose to sampling ($\Delta t = 1/2F_s$) and digitization, then the signal saves in segments of $2F_s T_s$ readings in registers 5 and 6 by turns through the commutator 3. The commutator 7 connects registers 5 and 6 in turn to the modulator 9, where the convolution of signal fragments with a carrier-oscillating signal, coming from the unit 8, is implemented. The complex of periodic oscillations with $2FT$ ($2FT \geq 2F_s T_s$) rates of freedom can be used as a carrier-oscillating signal, but it is not necessary to use a carrier signal at all. It can be replaced by a sequence of numbers with the same period T , treated as readings of a carrier-oscillating signal. These readings (mean independent numbers) are the parameters that can be modulated. As a result of LPM we have readings of a modulated signal on the output of the unit 9, every of them is a result of a linear interaction all of the freedom rates of a carrier-oscillating signal with all of the freedom rates of a transmitting message segment. After ending of the processing of the first segment the commutator 7 transmits the second one from the register 6 to the input of the modulator etc. Readings of the modulated signal steps to the unit 10, where reading functions form a suitable for transmission over the channel-summarized signal, using the wave range of F with the middle frequency as large as f_c . In the input and in the output of the channel can be located frequency converters for transforming the signal spectrum to the proper range.

It's possible to reduce the oscillation period by r times and to extend the wave range by r times ($FT = \text{const}$). As the result we can have a modulated oscillation of message segment, using a range r times wider r in a time interval r times shorter than the segment's duration. In this way there is a reserve of time for repeating the segment r times. Repeated segments can be summarized synchronously in the receiving side. If the number of freedom rates of the message is greater than the number of freedom rates of the interference in the channel, on which valuable statistic coherences are spread, the interferences on different realizations of repeated segments can be treated as independent, and as the result of an accumulation the S/I ratio increases by r times. In the receiving side the signal flows to the input of the demodulator 12 and to the input of the synchrosignal detection unit 11. The demodulator has an impulse characteristic, which correlates with a carrier signal in such a way that a matrix of carried signal readings and a matrix of impulse characteristics of the demodulator are inverted one to another by means of cyclic transpositions. Signal

segments flow from the output of the demodulator to the accumulating summator 13 or 14, where synchronic summation of all r of the repeating realizations is carried. The unit 15 reads in turn signal segments from the output of the summator, then segments flow to the output 1.

Using LPM increases data transfer speed till the handle capacity of the channel. The SVI ratio equal to the coefficient of the extension of wave ranges in modulation. There is not a threshold effect, so system with small signals out-performs frequency-modulated system and can work "under noises".

If frequency modulator 1 and frequency demodulator 16 add to the system and the signal gives to the input 2, the system unite advantages of frequency modulation and LPM. In this case the SVI ratio gain equal product frequency modulation and LPM gains. Line modem help here to overcome a threshold effect of the frequency modulation.

The information in this system is high protected. Any interception or decoding is impossible because carrier oscillation and message never flow separately in the channel. They are keeping only in convolution and carrier oscillation can not be extracted, as the component can not be calculated from the sum, when for demodulation the carrier oscillation should be known. More then that, changing the contents of unit 8 can change carrier oscillation. Synchrosignal can not be decoded too. It is transmitted the first in the packet of repeated messages segments from register 4 and flow through the channel equally with other realizations.