

МОДИФИЦИРОВАННАЯ ИНВАРИАНТНАЯ АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Лебедев Валерий Васильевич,
Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, г. Новосибирск, Россия, lebv1951@mail.ru

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-6-13-19

Абрамов Сергей Степанович,
Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, г. Новосибирск, Россия, abramov@sibsutis.ru

Павлов Иван Иванович,
Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, г. Новосибирск, Россия, iipavlov02@mail.ru

Морозов Евгений Викторович,
Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, г. Новосибирск, Россия

Абрамова Евгения Сергеевна,
Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, г. Новосибирск, Россия, evgenka_252@mail.ru

Павлова Мария Сергеевна,
Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, г. Новосибирск, Россия, mspavlova@ngs.ru

Ключевые слова: группа преобразований канала связи, инвариант группы преобразований, модифицированная инвариантная амплитудная модуляция, помехоустойчивость, инвариантная система связи

Предложена и исследована инвариантная система передачи сообщений по линейным каналам связи, использующая более универсальный, чем известный метод инвариантной амплитудной модуляции. Синтез нового метода инвариантной амплитудной модуляции базируется на использовании для описания преобразования сигналов каналами связи пока еще малоизвестного в теории связи математического аппарата – теории групп преобразований. Описание каналов связи соответствующими группами преобразований открывает возможность использования инвариантов этих групп для безыскаженной передачи сообщений. Линейные каналы связи описываются аффинной группой преобразований, имеющей один из инвариантов в форме так называемого "отношения трех точек". Применительно к задачам связи это отношение в самом простом случае может быть сформулировано как сохранение линейным каналом отношения длин векторов передаваемых сигналов, имеющих подобные, т.е. отличающиеся лишь скалярным множителем формы. Такие сигналы отображаются векторами, лежащими вдоль прямой, проходящей через начало системы координат сигнального пространства. При этом координатным осям пространства соответствуют базисные функции обобщенного ряда Фурье, используемого для представления сигналов в функциональном пространстве. В статье описана модификация известной инвариантной амплитудной модуляции, передающей значения информационных элементов отношением длин векторов сигналов, лежащих на одной прямой, проходящей через начало системы координат сигнального пространства [1]. Модификация такой модуляции позволяет использовать сигналы, концы векторов которых лежат на прямой, не обязательно проходящей через начало системы координат сигнального пространства. Это дает возможность использовать в системе связи большее разнообразие сигналов, а не только сигналы подобной формы как в известной инвариантной амплитудной модуляции, что может быть полезно для повышения помехоустойчивости по отношению к конкретному виду помех, а также для скрытности передаваемых сообщений. Статья содержит оценку помехоустойчивости системы связи с модифицированной инвариантной амплитудной модуляцией к белому шуму и описание её структурной схемы.

Информация об авторах:

Лебедев Валерий Васильевич, Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, заведующий кафедрой автоматической электрической связи, профессор, д.т.н., г. Новосибирск, Россия

Абрамов Сергей Степанович, Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, заведующий кафедрой радиотехнические устройства, доцент, д.т.н., г. Новосибирск, Россия

Павлов Иван Иванович, Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, доцент кафедры техносферной безопасности, доцент, к.т.н., г. Новосибирск, Россия

Морозов Евгений Викторович, Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, г. Новосибирск, Россия

Абрамова Евгения Сергеевна, Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, доцент кафедры радиотехнических устройств, доцент, к.т.н., г. Новосибирск, Россия

Павлова Мария Сергеевна, Сибирский государственный университет телекоммуникации и информатики, ассистент кафедры радиотехнических устройств, г. Новосибирск, Россия

Для цитирования:

Лебедев В.В., Абрамов С.С., Павлов И.И., Морозов Е.В., Абрамова Е.С., Павлова М.С. Модифицированная инвариантная амплитудная модуляция // Т-Сотт: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №6. С. 13-19.

For citation:

Lebedyantsev V.V., Abramov S.S., Pavlov I.I., Morozov E.V., Abramova E.S., Pavlova M.S. (2020) Modified invariant amplitude modulation. T-Comm, vol. 14, no.6, pp. 13-19. (in Russian)

Введение

В настоящее время установлено [1], что воздействие на сигналы канала связи может быть отражено соответствующей группой преобразований. Так, например, изменение сигналов в линейных каналах описывается аффинной группой преобразований, подгруппой которой является группа ортогональных преобразований. При этом последняя соответствует случаю, когда канал обладает плоской амплитудно-частотной и линейной фазо-частотной характеристиками. Влияние аддитивных помех отображается группой сдвигов концов векторов сигналов в направлении вектора помехи.

Доказательство возможности описания канала группой преобразований открывает способ безыскаженной передачи сообщений за счет использования инвариантов группы - особых соотношений между параметрами сигналов, которые остаются неизменными, несмотря на изменения самих сигналов каналом [1]. Исключением является искажения сигналов белым шумом, абсолютную инвариантность к которому можно обеспечить, только применяя сигналы с бесконечно большой энергией.

Можно показать, что «классические» амплитудная, частотная и относительная фазовая модуляции тоже используют инварианты самой простой ортогональной группы преобразований, сохраняющей длины векторов сигналов и разности углов между ними.

К настоящему времени частично изучены основные свойства инвариантной амплитудной модуляции, использующей основной инвариант аффинной группы преобразований, описывающей весь класс линейных каналов связи с произвольными частотными характеристиками. При этом такой инвариант, называемый в математике «отношение трех точек» [2], применительно к задачам связи до сих пор формулировался как сохранение каналом отношения длин векторов сигналов, лежащих на одной прямой, проходящей через начало системы координат сигнального пространства. Однако «отношение трех точек» (сохраняемое аффинным преобразованием отношение длин отрезков, лежащих на одной прямой и заданных этими точками), справедливо и для общего случая, когда прямая не проходит через начало координат [2]. Синтез алгоритмов модифицированной инвариантной амплитудной модуляции (МИАМ) и демодуляции для этого общего случая изложен далее.

1. Применение теории групп преобразований для синтеза систем связи

Преобразование сигналов линейной системой, имеющей входы и выходы, может быть описано посредством линейного оператора $G[\cdot]$:

$$S_{\text{вых}}(t) = G[S_{\text{вх}}(t)],$$

где $S_{\text{вх}}(t)$ – сигнал на входе линейной системы (линейного канала связи); $S_{\text{вых}}(t)$ – сигнал на выходе линейной системы (линейного канала связи).

Понятие линейной системы, как это принято, означает выполнение в системе принципа суперпозиции.

Представим сигнал $S(t)$ в виде обобщенного ряда Фурье

$$S(t) = \sum_{i=0}^n C_i \varphi_i(t),$$

где $\varphi_i(t)$ – линейно независимые базисные функции; C_i – спектральные коэффициенты.

Спектральные коэффициенты C_i в случае использования ортонормированных базисных функции вычисляются известным образом

$$C_i = \int_0^{T_c} S(t) \varphi_i(t) dt,$$

где T_c – длительность сигналов.

Если известна импульсная реакция канала $g(t)$, то сигнал на выходе линейного канала может быть вычислен посредством интеграла свертки

$$S_{\text{вых}}(\tau) = \int_0^{\tau} S_{\text{вх}}(t) g(\tau - t) dt. \tag{1}$$

Для удобства и наглядности выберем в качестве базисных функций функции Котельникова $\varphi_i(t)$, которые образуют ортонормированный набор функции. При этом спектральными коэффициентами при представлении сигналов $S_{\text{вх}}(t)$, $S_{\text{вых}}(t)$ и импульсной реакции $g(t)$ рядами функций Котельникова будут их временные отсчеты $S_{i \text{ вх}}$, $S_{i \text{ вых}}$ и g_i , соответственно:

$$S_{\text{вх}}(t) = \sum_{i=1}^m S_{i \text{ вх}} \varphi_i(t);$$

$$S_{\text{вых}}(t) = \sum_{i=1}^n S_{i \text{ вых}} \varphi_i(t);$$

$$g(t) = \sum_{i=1}^l g_i \varphi_i(t);$$

где m , n и l – количество временных отсчетов во входном, выходном сигналах и импульсной реакции, соответственно.

Тогда интеграл свертки (1) можно записать в эквивалентной матричной форме

$$\begin{aligned} \bar{S}_{\text{вых}} &= \bar{S}_{\text{вх}} G = \left\| S_{1 \text{ вх}}, S_{2 \text{ вх}}, \dots, S_{m \text{ вх}} \right\| \times \\ &\times \begin{vmatrix} g_1 & g_2 & \dots & g_l & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & g_1 & g_2 & \dots & g_l & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 0 & g_1 & g_2 & \dots & g_l & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & g_1 & g_2 & \dots & g_l \end{vmatrix} = \\ &= \left\| S_{1 \text{ вых}} \quad S_{2 \text{ вых}} \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad S_{m \text{ вых}} \right\|. \end{aligned}$$

Как следует из анализа процедуры матричного умножения, $n = m + l - 1$.

Матрица оператора канала G может быть представлена в виде сингулярного разложения [3]:

$$G = P_1^T \lambda^{\frac{1}{2}} P_2,$$

где P_1 – матрица, строки которой представляют собой ортонормированные собственные векторы матрицы GG^T ;

λ – диагональная матрица, элементами которой являются собственные числа GG^T ;

P_2 – матрица, строки которой являются ортонормированными собственными векторами матрицы $G^T G$;

T – символ транспортирования.

Исходя из структуры сингулярного разложения матрицы G , вектор входного сигнала \bar{S}_{ex} при умножении на первый сомножитель P_1^T , представляющий собой ортогональную матрицу, преобразуется путем вращения без изменения его длины. Умножение вектора входного сигнала после его вращения на диагональную матрицу $\lambda^{\frac{1}{2}}$ приводит к изменению его длины. Наконец, последняя операция умножения на сомножитель P_2 (также ортогональную матрицу) приводит к дополнительному повороту вектора сигнала.

С учетом вышеизложенного, можно заключить, что векторы входных сигналов в линейных каналах подвергаются двум типам преобразований – вращениям и изменениям длины. Очевидно, что каждая из этих операций обладает свойствами группы: замкнутости, наличия единичного и обратных элементов. Поэтому, в целом, операции умножения векторов сигналов на матрицы операторов линейных каналов связи обладают групповыми свойствами. При этом следует исключить ситуацию, когда определитель матрицы оператора канала равен нулю. В этом случае матрица оператора не имеет обратную матрицу.

Таким образом, сигналы в линейных каналах связи подвергаются преобразованиям, обладающими свойствами группы. Следовательно, каналы связи можно описывать соответствующими группами преобразований.

Известно, что группы матриц образуют аффинную группу преобразований и аффинные преобразования обладают следующими свойствами [2].

1. Переводят прямые линии в процессе преобразования в прямые линии.
2. Преобразуют плоскости в процессе преобразования в другие плоскости.
3. Сохраняют отношение длин отрезков, лежащих на одной прямой, при ее аффинном преобразовании.
4. Сохраняют отношение площадей треугольников после их аффинного преобразования.
5. Сохраняют отношение объемов многогранников при аффинном преобразовании.

Эти сохраняемые аффинным преобразованием соотношения являются инвариантами аффинной группы преобразований [2]. Неизменность величин инвариантов относительно аффинного преобразования, характеризующего линейные каналы связи, позволяет использовать инварианты в качестве неискажаемого каналом переносчика информации. В частности, величиной инварианта можно передавать значения временных отсчетов непрерывных информационных процессов, величины параметров дискретных процессов и т.п. Далее подлежащие безыскаженной передаче параметры информационных процессов будем называть информационными элементами.

Разумеется, в реальных каналах связи помимо преобразований сигналов средой распространения и элементами аппаратуры связи происходят искажения сигналов различного рода помехами. Поиск инвариантов относительно воздействия помех представляет собой самостоятельную задачу. Единственной помехой, инвариантностью по отношению к которой можно добиться только за счет увеличения отношения сигнал-помеха, является белый шум вследствие его особых свойств.

2. Синтез модифицированной инвариантной амплитудной модуляции и демодуляции

Ниже с целью обеспечения большей наглядности процедуры синтеза используется двумерное сигнальное пространство, координатные оси которого соответствуют некоторым ортонормированным базисным функциям времени, например, функциям Котельникова $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$, отличающимися временным сдвигом, обеспечивающим их ортогональность. При этом сигналы могут быть представлены двумя временными отсчетами, величины которых задают координаты концов векторов сигналов в двумерном сигнальном пространстве (рис. 1).

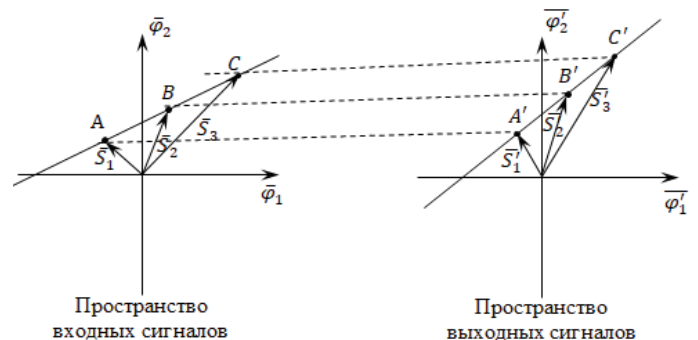


Рис. 1. Схема аффинного преобразования входных сигналов в выходные для модифицированной инвариантной амплитудной модуляции

На рисунке 1 слева изображена прямая линия, занимающая общее положение и не проходящая через начало систем координат сигнального пространства. Точки A , B , и C задают концы трех векторов входных сигналов \bar{S}_1 , \bar{S}_2 и \bar{S}_3 .

Как уже упоминалось выше, преобразование входных сигналов в выходные описывается аффинной группой преобразований. На рисунке пунктирные линии отображают схему аффинного преобразования концов векторов входных сигналов в концы векторов соответствующих выходных сигналов \bar{S}'_1 , \bar{S}'_2 и \bar{S}'_3 . Одна из возможных форм записи инварианта аффинного преобразования в форме «отношения трех точек» в данном примере имеет следующий вид

$$J = \frac{BC}{AB} = \frac{B'C'}{A'B'} = \frac{|\bar{S}_3 - \bar{S}_2|}{|\bar{S}_2 - \bar{S}_1|} = \frac{|\bar{S}'_3 - \bar{S}'_2|}{|\bar{S}'_2 - \bar{S}'_1|}. \quad (2)$$

Возможна и такая запись инварианта

$$J = \frac{AC}{AB} = \frac{A'C'}{A'B'} = \frac{|\bar{S}_3 - \bar{S}_1|}{|\bar{S}_2 - \bar{S}_1|} = \frac{|\bar{S}'_3 - \bar{S}'_1|}{|\bar{S}'_2 - \bar{S}'_1|}. \quad (3)$$

Примем, что в (2) $S_1(t)$ и $S_2(t)$ выполняют роль так называемых «опорных сигналов», а $S_3(t)$ – информационного $S_i(t)$. При этом из (2) можно получить алгоритм модифицированной инвариантной амплитудной модуляции (МИАМ):

$$\bar{S}_i = J_i (\bar{S}_2 - \bar{S}_1) + \bar{S}_2 \text{ – алгоритм модуляции } A,$$

где J_i – значение передаваемого информационного элемента; \bar{S}_i – вектор информационного сигнала $S_i(t)$, который совместно с опорными сигналами $S_1(t)$ и $S_2(t)$ передает значение информационного элемента J_i ; i – номер интервала времени, в течении которого осуществляется передача значения информационного элемента J_i .

Из (2) и рисунка 1 следует алгоритм демодуляции A :

$$\hat{J}_i = \frac{\left| \hat{S}_i' - \hat{S}_2' \right|}{\left| \hat{S}_2' - \hat{S}_1' \right|}.$$

Здесь знак \wedge означает оценки величины J_i на выходе демодулятора и векторов \bar{S}_1' , \bar{S}_2' и \bar{S}_i' на входе демодулятора.

Выражение (3) дает другие эквивалентные алгоритмы модуляции и демодуляции:

$$\bar{S}_i = J_i (\bar{S}_2 - \bar{S}_1) + \bar{S}_1 \text{ – алгоритм модуляции } B;$$

$$\hat{J}_i = \frac{\left| \hat{S}_i' - \hat{S}_1' \right|}{\left| \hat{S}_2' - \hat{S}_1' \right|} \text{ – алгоритм демодуляции } B.$$

3. Оценка помехоустойчивости модифицированной инвариантной амплитудной модуляции к воздействию белого шума

Обозначим для краткости записи модули векторов разностей $|\hat{S}_i' - \hat{S}_1'|$, $|\hat{S}_i' - \hat{S}_2'|$ и $|\hat{S}_2' - \hat{S}_1'|$ как $|\Delta\hat{S}_{i,1}'|$, $|\Delta\hat{S}_{i,2}'|$ и $|\Delta\hat{S}_{2,1}'|$, соответственно. Тогда алгоритмы демодуляций A и B можно записать следующим образом:

$$\hat{J}_i = \frac{|\Delta\hat{S}_{i,2}'|}{|\Delta\hat{S}_{2,1}'|}; \tag{4}$$

$$\hat{J}_i = \frac{|\Delta\hat{S}_{i,1}'|}{|\Delta\hat{S}_{2,1}'|}. \tag{5}$$

С учетом влияния белого шума $n(t)$ на передаваемые сигналы $S_i(t)$, $S_2(t)$, и $S_1(t)$ для оценок длин разностных векторов $\Delta\bar{S}_{i,1}'$, $\Delta\bar{S}_{i,2}'$ и $\Delta\bar{S}_{2,1}'$ можно записать

$$|\Delta\hat{S}_{i,1}'| = |\Delta\bar{S}_{i,1}'| + n_i - n_1; \tag{6}$$

$$|\Delta\hat{S}_{i,2}'| = |\Delta\bar{S}_{i,2}'| + n_i - n_2; \tag{7}$$

$$|\Delta\hat{S}_{2,1}'| = |\Delta\bar{S}_{2,1}'| + n_2 - n_1, \tag{8}$$

где n_i , n_2 , n_1 – величины длин проекции векторов реализаций помехи типа белого шума на направление, задаваемое линией, проходящей через точки A' , B' , C' (рис. 1), и воздействующих на передаваемые сигналы $S_i(t)$, $S_2(t)$, и $S_1(t)$, соответственно.

Проекции вектора реализации помехи типа белого шума в любом ортонормированном базисе являются гауссовскими случайными величинами с дисперсией $\sigma_{б.ш.}^2$ и нулевым математическим ожиданием [4]. С учетом этого (6), (7), (8) представляют собой гауссовские случайные величины с математическими ожиданиями $|\Delta\bar{S}_{i,1}'|$, $|\Delta\bar{S}_{i,2}'|$, $|\Delta\bar{S}_{2,1}'|$ и дисперсиями $2\sigma_{б.ш.}^2$.

Величины \hat{J}_i в алгоритмах (4) и (5) является функционально преобразованными случайными величинами. Как известно [5], для функционально преобразованной случайной величины в виде $y = \frac{x_2}{x_1}$ имеет место следующее нера-

венство:

$$\omega(y) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega(x_1, x_2) |x_1| dx_1 = \int_{-\infty}^{\infty} \omega(x_1, yx_1) |x_1| dx_1, \tag{9}$$

где $\omega(x_1, x_2 = yx_1)$ – двумерный закон распределения вероятностей x_1 и x_2 .

В нашем случае с учетом независимости случайных величин, стоящих в числителях и знаменателях формул (7) и (8), имеем:

$$\omega\left(\frac{|\Delta\hat{S}_{i,2}'|}{|\Delta\hat{S}_{2,1}'|}\right) = \omega\left(|\Delta\hat{S}_{i,2}'|\right) \omega\left(|\Delta\hat{S}_{2,1}'|\right);$$

$$\omega\left(\frac{|\Delta\hat{S}_{i,1}'|}{|\Delta\hat{S}_{2,1}'|}\right) = \omega\left(|\Delta\hat{S}_{i,1}'|\right) \omega\left(|\Delta\hat{S}_{2,1}'|\right).$$

В соответствии с (9) получим следующее выражение для условной плотности вероятности оценок величин информационных элементов \hat{J}_i на выходе демодулятора для алгоритма A :

$$\omega(\hat{J}_i / J_i) = \frac{1}{4\pi\sigma_{б.ш.}^2} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-a} \left| \Delta\hat{S}_{2,1}' \right| d \left| \Delta\hat{S}_{2,1}' \right|,$$

$$\text{где } a = \frac{\left(\left| \Delta\hat{S}_{2,1}' \right| - \left| \Delta\bar{S}_{2,1}' \right| \right)^2 + \left[\left(\hat{J}_i - J_i \right) \left| \Delta\bar{S}_{2,1}' \right| \right]^2}{4\sigma_{б.ш.}^2}.$$

Для примера в среде MATLAB были рассчитаны графики $\omega(\hat{J}_i / J_i)$ при использовании опорных сигналов с длиной вектора разности $|\Delta\bar{S}_{2,1}'| = 1$ и $|\Delta\bar{S}_{2,1}'| = 2$ и значениями передаваемых информационных элементов $J_i = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ для мощности помехи $\sigma_{б.ш.}^2 = 0,1$ и $\sigma_{б.ш.}^2 = 0,2$ (рис. 2-5).

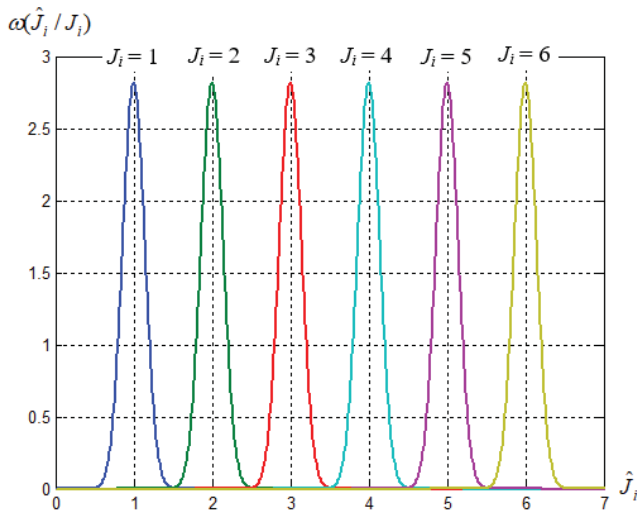


Рис. 2. Графики $\omega(\hat{J}_i / J_i)$ для $|\Delta \bar{S}'_{2,1}|=1, \sigma_{6.ш.}^2=0,1$

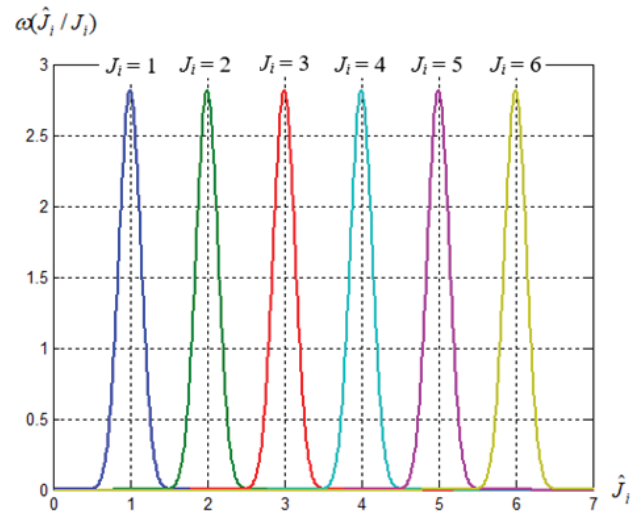


Рис. 5. Графики $\omega(\hat{J}_i / J_i)$ для $|\Delta \bar{S}'_{2,1}|=2, \sigma_{6.ш.}^2=0,2$

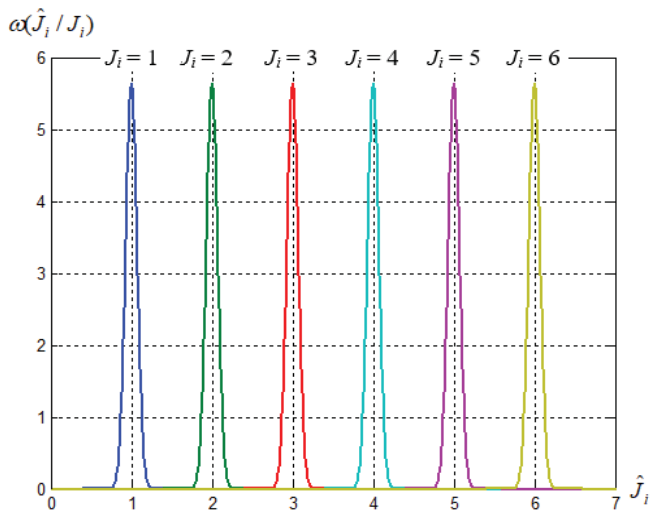


Рис. 3. Графики $\omega(\hat{J}_i / J_i)$ для $|\Delta \bar{S}'_{2,1}|=2, \sigma_{6.ш.}^2=0,1$

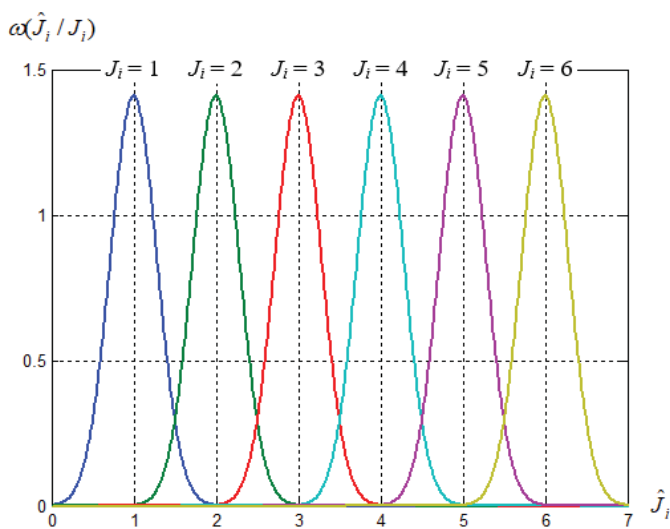


Рис. 4. Графики $\omega(\hat{J}_i / J_i)$ для $|\Delta \bar{S}'_{2,1}|=1, \sigma_{6.ш.}^2=0,2$

Как следует из этих графиков, увеличение длины вектора разности векторов двух опорных сигналов приводит к уменьшению дисперсии оценок значений информационных элементов на выходе демодулятора. Следовательно, выбирая необходимую величину длины разностного вектора, можно обеспечить необходимую минимизацию площади взаимного перекрытия графиков $\omega(\hat{J}_i / J_i)$, т.е. требуемую верность передачи J_i .

4. Структурная схема систем связи с модифицированной инвариантной амплитудной модуляцией

Структурная схема передающей стороны системы связи изображена на рис. 6. Схема состоит из четырех блоков: генераторов первого и второго опорных сигналов, вычислителя амплитуды и формирователя информационных сигналов и коммутатора, через который сигналы последовательно передаются в канал.

Работа передатчика начинается с передачи первого и второго опорных сигналов через коммутатор. При этом вычислитель амплитуды и формирователь информационных сигналов до окончания передачи опорных сигналов должен завершить формирование первого информационного сигнала по алгоритму *A* или *B*.

После отправки в канал опорных сигналов коммутатор подключает ко входу канала вычислитель амплитуды и формирователь информационных сигналов, после чего начинается передача информационных сигналов [6].

На рисунке 7 изображена схема приемной части системы связи. Она начинается с блока вычисления оценок модулей векторов принимаемых сигналов.

В начале сеанса связи в блоки памяти записываются оценки длин векторов опорных сигналов. По мере приема информационных сигналов эти оценки совместно с оценками длин векторов информационных сигналов поступают на блок, реализующий алгоритмы демодуляции *A* или *B*.

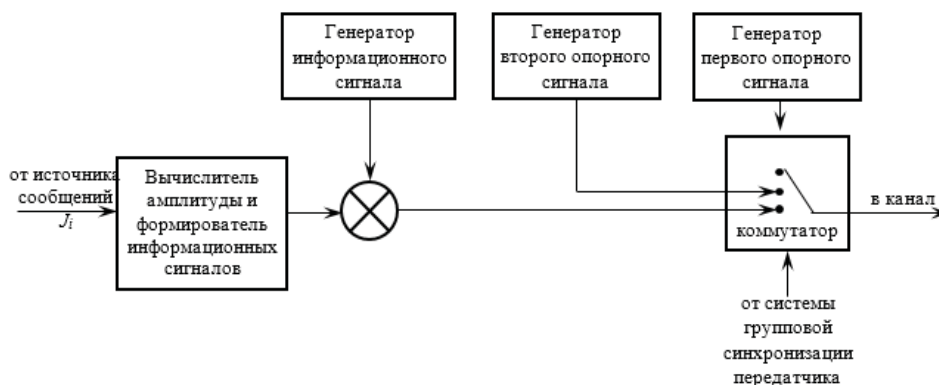


Рис. 6. Структурная схема передатчика системы связи с модифицированной инвариантной амплитудной модуляцией

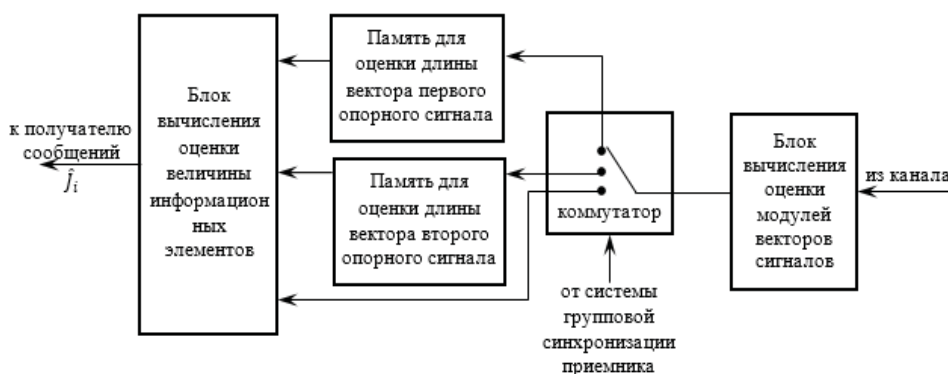


Рис. 7. Структурная схема приемника системы связи с модифицированной инвариантной амплитудной модуляцией

Согласованная работа всех блоков передающей и приемной частей системы связи обеспечивает система групповой синхронизации.

Заключение

Предлагаемая система связи с модифицированной инвариантной модуляцией является дальнейшим обобщением известной системы с инвариантной амплитудной модуляцией [1].

Преимуществом данной системы связи заключается в отсутствии необходимости обеспечения подобия форм используемых сигналов, как это имеет место у прототипа. Линия расположения концов векторов передаваемых сигналов может занимать произвольное положение. Это обстоятельство может быть использовано для повышения степени скрытности передаваемых сообщений аналогично известному методу перестройки несущей частоты.

При изменении последовательности передачи опорных сигналов с учетом длин их векторов появляется возможность передавать признак положительности или отрицатель-

ности величин информационных элементов. Например, признак положительности может заключаться в том, что первый во времени опорный сигнал имеет меньшую длину вектора по сравнению с длиной вектора второго по времени опорного сигнала. Признак отрицательности передается обратным порядком следования опорных сигналов.

Таким образом, предлагаемая модифицированная инвариантная модуляция позволяет увеличить вдвое объем алфавита информационных элементов по сравнению с прототипом.

Литература

1. Лебедев В.В. Разработка и исследование методов анализа и синтеза инвариантных систем связи. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. Новосибирск, 1995.
2. Ефимов Н.В. Высшая геометрия. М.: Наука, 1978. 576 с.
3. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ. Перевод с английского языка. М.: Мир, 1989. 656 с.
4. Левин Б.Р. Теоретические основы статической радиотехники. Книга первая. М.: Советское радио, 1969. 752 с.
5. Заездный А.М. Основы расчетов по статической радиотехнике. М.: Связь, 1969. 448 с.

MODIFIED INVARIANT AMPLITUDE MODULATION

Valerii V. Lebedyantsev, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, Novosibirsk, Russia, lebv1951@mail.ru

Sergey S. Abramov, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, Novosibirsk, Russia, abramov@sibsutis.ru

Ivan I. Pavlov, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, Novosibirsk, Russia, iipavlov02@mail.ru

Evgenii V. Morozov, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, Novosibirsk, Russia

Evgeniia S. Abramova, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, Novosibirsk, Russia, evgenka_252@mail.ru

Mariia S. Pavlova, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, Novosibirsk, Russia, mstpavlova@ngs.ru

Abstract

The article proposes and studies an invariant system for transmitting messages over linear communication channels that uses a more universal method of invariant amplitude modulation than the well-known method. The synthesis of a new method of invariant amplitude modulation is based on the use of a mathematical apparatus that is still little known in the communication theory - the theory of transformation groups-to describe the transformation of signals by communication channels. The description of communication channels by the corresponding transformation groups opens the possibility of using invariants of these groups for undistorted message transmission. In particular, linear communication channels are described by an affine group of transformations that has one of the invariants in the form of a so-called "three-point relationship". In relation to communication problems, this relation can be formulated in the simplest case as the preservation by a linear channel of the ratio of the lengths of vectors of transmitted signals that have similar, i.e. differ only in the scalar multiplier of the form. Such signals are represented by vectors that lie along a straight line that passes through the origin of the signal space coordinate system. In this case, the coordinate axes of the space correspond to the basic functions of the generalized Fourier series used to represent signals in the functional space. The article describes a modification of the known invariant amplitude modulation that transmits the values of information elements by the ratio of the lengths of signal vectors lying on a single line passing through the origin of the coordinate system of the signal space. Modification of this modulation allows using signals whose vector ends lie on a straight line that does not necessarily pass through the origin of the signal space coordinate system. This gives you the opportunity to use in a greater variety of signals, not just signals of similar shape as in the well-known invariant of amplitude modulation that can be useful to enhance immunity against a specific type of interference and to secrecy of messages transmitted. The article contains an assessment of the noise immunity of a communication system with modified invariant amplitude modulation to white noise and a description of its block diagram.

Keywords: communication channel transformation group, transformation group invariant, modified invariant amplitude modulation, noise immunity, invariant communication system.

References

1. Lebedyantsev V.V. (1995). Development and research of methods of analysis and synthesis invariant communication systems. Dissertation for the degree of doctor of technical Sciences. Novosibirsk.
2. Efimov N.V. (1978). *Higher geometry*. Moscow: Nauka. 576 p.
3. Horn R., Johnson CH. (1989). *Matrix analysis*. Translated from the English language. Moscow: Mir. 656 p.
4. Levin B.R. (1969). *Theoretical foundations of static radio engineering*. Book one. Moscow: Sovetskoe radio. 752 p.
5. Zajezdina A.M. (1969). *Fundamentals calculations at static radio*. Moscow: Svyaz. 448 p.

Information about authors:

Valerii V. Lebedyantsev, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, head of the department of automatic electrical communication, Novosibirsk, Russia

Sergey S. Abramov, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, head of the department of radio engineering devices, Novosibirsk, Russia

Ivan I. Pavlov, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, associate Professor of technosphere security Department, Novosibirsk, Russia

Evgenii V. Morozov, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, Novosibirsk, Russia

Evgeniia S. Abramova, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, associate Professor of radio engineering devices, Novosibirsk, Russia

Mariia S. Pavlova, Siberian State University of Telecommunications and Information Science, assistant of the Department of radio engineering devices, Novosibirsk, Russia