УДК 621.391.681.5

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ СИГНАЛОВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ ОТ ИЗМЕНЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ В ЧАСТОТНО-ФАЗОВОМ МНОГОМЕРНОМ МЕТРИЧЕСКОМ ПРОСТРАНСТВЕ

Власов С.В.[1]

[1]*Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Пензенский государственный технологический университет» (ФГБОУ ВО «ПензГТУ») г. Пенза, Россия*
[a)]*Ответственный автор: vlasov_s.v@mail.ru*

АННОТАЦИЯ. В данной статье разработана математическая модель зависимости коэффициента взаимного влияния сигналов телекоммуникационных систем от изменения параметров сигналов в частотно-фазовом многомерном метрическом пространстве. Взаимное влияние оценивается как расстояние между сферами в многопараметрическом пространстве. Результат исследования заключается в том, что при анализе полученной модели обнаруживается эффект, когда различные передатчики, работающие на различных частотах с использованием квадратурной модуляции, способны создавать помехи (влиять друг на друга) при определенном значении амплитуд и начальных фаз элементов огибающей сигнала несущей частоты, определяющих цифровой код дискретного модулирующего сигнала при многоуровневой квадратурной модуляции. Научным выводом проведенных исследований является: при использовании сигналов с квадратурной модуляцией необходимо при выборе соответствующего уровня сигнального созвездия квадратурной модуляции учитывать погрешность амплитудной демодуляции в виде изменения радиуса сферы, создающей в используемом канале энергетические и фазовые шумы. Полученная модель является комплексным показателем взаимного влияния сигналов. Использование полученной модели позволит проводить анализ зависимости изменения взаимного влияния сигналов по соседним каналам многоканальной телекоммуникационной системе от изменения параметров сигналов, не применяя эмпирические методы параметрической оценки, что позволит сократить временные и аппаратурные затраты и повысить достоверность информационного обмена.

Ключевые слова: сигналы, метрическое пространство, телекоммуникационная система, модель.

MATHEMATICAL MODEL OF THE DEPENDENCE OF THE COEFFICIENT OF THE MUTUAL INFLUENCE OF SIGNALS OF TELECOMMUNICATION SYSTEMS ON CHANGES IN SIGNAL PARAMETERS IN A FREQUENCY-PHASE MULTI-DIMENSIONAL METRIC SPACE

Vlasov S.V.[1,]

[1]Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education "Penza State Technological University" (FGBOU VO "PenzSTU") Penza, Russia
[a)]Responsible author: vlasov_s.v@mail.ru

ANNOTATION. In this article, a mathematical model is developed for the dependence of the coefficient of mutual influence of signals of telecommunication systems on changes in signal parameters in a frequency-phase multidimensional metric space. Mutual influence is estimated as the distance between the spheres in a multi-parameter space. The result of the study is that when analyzing the obtained model, an effect is detected when various transmitters operating at different frequencies using quadrature modulation are able to interfere (influence each other) at a certain value of the amplitudes and initial phases of the elements of the envelope signal of the carrier frequency, which determine digital code of a discrete modulating signal with multilevel quadrature modulation. The scientific conclusion of the research is: when using signals with quadrature modulation, it is necessary to take into account the amplitude demodulation error in the form of a change in the radius of the sphere that creates energy and phase noise in the channel used when choosing the appropriate level of the quadrature

modulation signal constellation. The resulting model is a complex indicator of the mutual influence of signals. The use of the obtained model will allow analyzing the dependence of the change in the mutual influence of signals over adjacent channels of a multichannel telecommunication system on changes in signal parameters without using empirical methods of parametric assessment, which will reduce time and hardware costs and increase the reliability of information exchange.

Keywords: signals, metric space, telecommunication system, model.

Введение. Для современных исследований процессов, происходящих в различных сферах человеческой жизнедеятельности использование чисто эмпирического подхода оценки взаимного влияния сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ) [1] проблематично в связи со сложностью и параметрической емкостью используемых модулированных сигналов в телекоммуникационных системах, нелинейностью АЧХ каналов связи [2].

Комплексные показатели качества сигналов информационного обмена не предусматривает оценку их взаимного влияния в линиях связи каналов передачи данных [3].

В известных математических моделях в качестве комплексных показателей использовались коэффициенты взаимного различия, фигуры Лиссажу [3,4]. Однако в данных моделях невозможно выявить искажения сигналов, обусловленных взаимным влиянием сигналов по соседним каналам в многоканальной телекоммуникационной системе с частотным разделением каналов.

Цель исследования. Разработать математическую модель зависимости изменения радиуса сферы, как комплексного показателя взаимного влияния сигналов телекоммуникационных систем от изменения параметров сигналов с квадратурной модуляцией (КАМ) в частотно-фазовом многомерном метрическом пространстве.

Материал и методы исследования Для наглядного представления меры «близости» между процессами, ввиду многопараметрической оценки качества функционирования систем при трехмерном наглядном графическом представлении необходимо переходить в область многомерных метрических пространств. То есть, адаптировать различные координаты (декартовы, полярные) в виртуальные координаты исследуемых многомерных параметрических пространств [5,6,7]. Как следствие, можно определять влияние друг на друга сигналов различных информационных систем для выработки комплекса мероприятий по повышению достоверности информационного обмена в ТКС.

Для проведения исследования взаимного влияния сигналов (ВВС) в телекоммуникационных системах (ТКС), предлагается использовать как геометрические объемные фигуры, так и их геометрическое взаимодействие в многомерных метрических пространствах [6]. Близость сфер, размеры и положение которых в виртуальном пространстве

определяется параметрами модулированных сигналов, можно использовать как комплексный показатель оценки взаимного влияния сигналов друг на друга [5,6,7].

Результаты исследования и их обсуждение На рисунке 1 представлена графическая модель определения расстояния между точками сфер, определяемыми параметрами сигналов в декартовых системах координат [6].

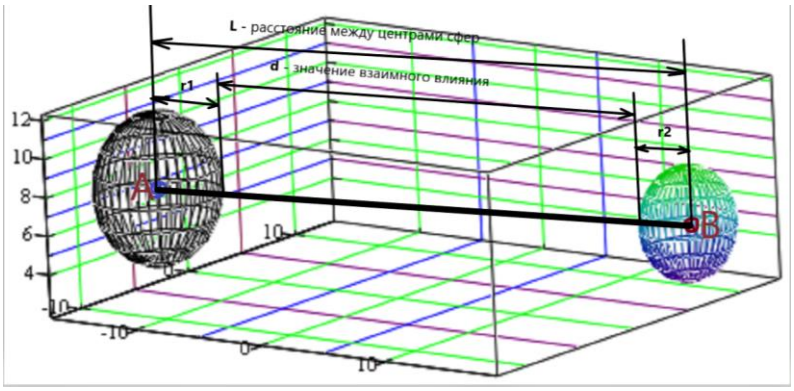


Рисунок 1 - Графическая модель определения расстояния между точками сфер, определяемыми параметрами сигналов в декартовых системах координат

Для обеспечения достоверности результатов необходимо проводить анализ строго в определенном секторе полученных сфер, адаптировать углы классических полярных координат [8] и перейти в частотно-фазовое многомерное метрическое пространство (рисунок 2а). При этом ось x заменена на ось частот ω, а ось y заменена на ось фазы φ.

Тогда коэффициент взаимного влияния сигналов можно выразить как: K=1/d, где

$$d= f\left(x_{01}, y_{01,} x_{02}, y_{02}\ , z_{01}, z_{02}, r_{01}, r_{02}\right) =$$

$$= \left|\sqrt{(x_{01}-x_{02})^2+(y_{01}-y_{02})^2+(z_{01}-z_{02})^2}\right| - (r_1+r_2),\ \textit{где:}$$

$x_{01} = \frac{2\pi}{T1} + r_1 \cos\varphi_1$; $y_{01} = \varphi_1 - r_1 \sin\varphi_1$; $z_{01} = r_1 \sin\varphi_1$; $x_{02} = \frac{2\pi}{T2} + r_2 \cos\varphi_2$; $y_{02} = \varphi_2 - r_2 \sin\varphi_2$; $z_{02} = r_2 \sin\varphi_2$.

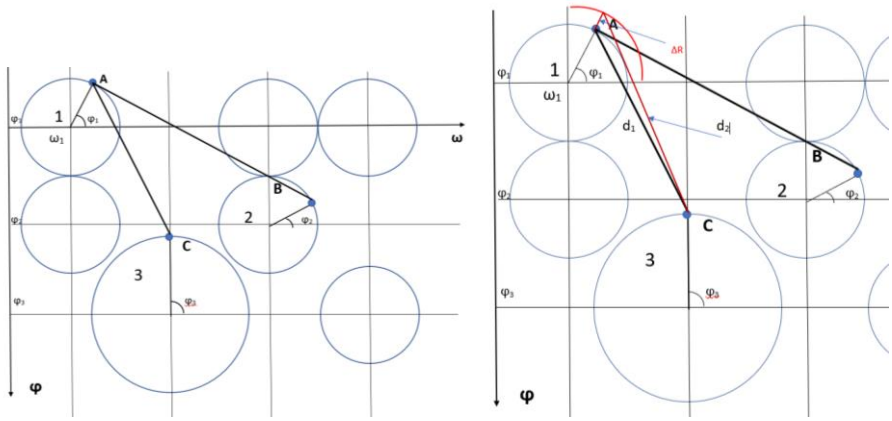
Где: r_1, r_2 - соответственно амплитуды первого и второго сигналов;

φ_1, φ_2 - соответственно фазы первого и второго сигналов;

Циклическая частота ω представляет собой выражение ω=2π/T, где T – период высокочастотного сигнала.

В линиях связи каналов передачи данных телекоммуникационных систем возникают мультипликативные помехи, обусловленные многолучевостью радиоканалов, затуханием сигнала в проводных линиях связи, неидеальностью входных селективных фильтров. [9,10]. В этом случае будет наблюдаться изменение радиуса сферы. На рисунке 2б представлена

геометрическая модель изменения радиуса сферы, как параметрического изображения сигнала А и, следовательно, изменения расстояния между точками А и С, определяющее взаимное влияние сигналов в ТКС.



а) б)

Рисунок 2 - Графическая модель определения расстояния между сферами

Для получения выражения зависимости радиуса сферы в декартовой системе координат, как образа сигнала в многомерном метрическом пространстве от отклонений параметров модулированного сигнала необходимо рассмотреть сдвиг фазы исследуемого сигнала А и рассмотреть изменение амплитуды, частоты и фазы сигнала В.

Обозначим $2\pi f = \alpha, \frac{2\pi(n-1)}{m} = \beta.$

Возьмем сигнал A_1 и сигнал A_2, сдвинутый по фазе ϕ относительно A_1

$$A_1 = A_{j,1} = zE\,cos(\,2\pi ft + \frac{2\pi(n-1)}{m}) = zE\,cos(\,\alpha t + \beta) \quad (1)$$

$$A_2 = A_{j,2} = zE\,cos(\,2\pi ft + \frac{2\pi(n-1)}{m} + \phi) = zE\,cos(\,\alpha t + \beta + \phi) \quad (2)$$

Для математического описания воспользуемся выражением окружности:

$$R(A_1, A_2) = \sqrt{A_{i,1}^2 + A_{j,2}^2} = \sqrt{z^2E^2\,cos^2(\,\alpha t + \beta) + z^2E^2\,cos^2(\,\alpha t + \beta + \phi)} \quad (3)$$

Из выражения (3) получим:

$$R(A_1, A_2) = |zE|\sqrt{1 + \frac{1}{2}cos(\,2\alpha t + 2\beta) + \frac{1}{2}cos(\,2\alpha t + 2\beta + 2\phi)} =$$

$$= |zE|\sqrt{1 + cos(\,2\alpha t + 2\beta + \phi)\,cos\,\phi} \quad (4)$$

$$t = \pm\frac{1}{2\alpha}arccos\left(\frac{R^2(A_1, A_2) - z^2E^2}{z^2E^2\,cos\,\varphi}\right) - \frac{2\beta + \phi + 2\pi k}{2\alpha}, k \in Z$$

$$t = \frac{1}{2\alpha}arccos\left(\frac{R^2(A_1,A_2) - z^2E^2}{z^2E^2\,cos\,\varphi}\right) - \frac{\beta}{\alpha} - \frac{\phi}{2\alpha} \quad (5)$$

Возьмем второй сигнал B, с изменениями амплитуд несущей и амплитуд кодовых составляющих и изменения фазы:

$$B_1 = B_{j,1}(t) = (z+\Delta z)(E+\Delta E)\,cos(\,2\pi(f+\Delta f)t + \frac{2\pi(n+\Delta n-1)}{m}) =$$

$$= (z+\Delta z)(E+\Delta E)\,cos(\,\alpha t + \beta + 2\pi t\Delta f + \tfrac{2\pi\Delta n}{m}); \qquad (6)$$

$$B_2 = B_{j,2}(t) = (z+\Delta z)(E+\Delta E)\,cos(\,2\pi(f+\Delta f)t + \frac{2\pi(n+\Delta n-1)}{m} + \phi + \Delta\phi)$$

$$= (z+\Delta z)(E+\Delta E)\,cos(\,\alpha t + \beta + 2\pi t\Delta f + \tfrac{2\pi\Delta n}{m} + \phi + \Delta\phi) \qquad (7)$$

$$R(B_1, B_2) = R(B_{j,1}, B_{j,2}) = \sqrt{B_{j,1}^2 + B_{j,2}^2}$$

$$R(B_1, B_2) = |z+\Delta z||E+\Delta E| *$$

$$* \sqrt{1 + \frac{1}{2}cos(\,2\alpha t + 2\beta + 4\pi\Delta f t + \frac{4\pi\Delta n}{m}) + \frac{1}{2}cos(\,2\alpha t + 2\beta + 4\pi\Delta f t + \frac{4\pi\Delta n}{m} + 2\phi + 2\Delta\phi)}$$

$$1 + cos(\,2\alpha t + 2\beta + 4\pi\Delta f t + \frac{4\pi\Delta n}{m} + \phi + \Delta\phi)\,cos(\,\phi + \Delta\phi) = \frac{R^2(B_1, B_2)}{(z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}$$

$$cos(\,2\alpha t + 2\beta + 4\pi\Delta f t + \frac{4\pi\Delta n}{m} + \phi + \Delta\phi) = \frac{R^2(B_1, B_2) - (z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}{cos(\,\phi + \Delta\phi)(z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}$$

$$2\alpha t + 2\beta + 4\pi\Delta f t + \frac{4\pi\Delta n}{m} + \phi + \Delta\phi = arccos\left(\frac{R^2(B) - (z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}{cos(\,\phi + \Delta\phi)(z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}\right)$$

$$t = \frac{1}{2\alpha+4\pi\Delta f}arccos\left(\frac{R^2(B_1,B_2)-(z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}{cos(\phi+\Delta\phi)(z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}\right) - \frac{2\beta}{2\alpha+4\pi\Delta f} - \frac{4\pi\Delta n}{m(2\alpha+4\pi\Delta f)} - \frac{\phi+\Delta\phi}{2\alpha+4\pi\Delta f} \qquad (8)$$

Приравнивая правые части (5) и (8) получим:

$$\frac{1}{2\alpha}arccos\left(\frac{R^2(A_1,A_2)-z^2E^2}{z^2E^2}\right) - \frac{\beta}{\alpha} - \frac{\phi}{2\alpha} = \frac{1}{2\alpha+4\pi\Delta f}arccos\left(\frac{R^2(B_1,B_2)-(z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}{cos(\phi+\Delta\phi)(z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}\right) -$$

$$-\frac{2\beta}{2\alpha+4\pi\Delta f} - \frac{4\pi\Delta n}{m(2\alpha+4\pi\Delta f)} - \frac{\phi+\Delta\phi}{2\alpha+4\pi\Delta f}\ ; \qquad (9)$$

Проведем математическое преобразование правых частей выражения 9:

$$\frac{\beta}{\alpha+2\pi\Delta f} - \frac{\beta}{\alpha} + \frac{\phi+\Delta\phi}{2(\alpha+2\pi\Delta f)} - \frac{\phi}{2\alpha} + \frac{2\pi\Delta n}{m(\alpha+2\pi\Delta f)} =$$

$$= \frac{2\pi(n-1)}{m}\frac{1}{2\pi f+2\pi\Delta f} - \frac{2\pi(n-1)}{m}\frac{1}{2\pi f} + \frac{\phi+\Delta\phi}{2(2\pi f+2\pi\Delta f)} - \frac{\phi}{4\pi f} + \frac{2\pi\Delta n}{m(2\pi f+2\pi\Delta f)} =$$

$$= \frac{n-1}{m(f+\Delta f)} - \frac{m-1}{mf} + \frac{\phi+\Delta\phi}{4\pi(f+\Delta f)} - \frac{\phi}{4\pi f} + \frac{\Delta n}{m(f+\Delta f)} =$$

$$= \frac{n-1}{m}\left(\frac{1}{f+\Delta f} - \frac{1}{f}\right) + \frac{(\phi+\Delta\phi)f - \phi(f+\Delta f)}{4\pi f(f+\Delta f)} + \frac{\Delta n}{m(f+\Delta f)} =$$

$$= \frac{(n-1)(-\Delta f)}{mf(f+\Delta f)} + \frac{\Delta\phi f - \phi\Delta f}{4\pi f(f+\Delta f)} + \frac{\Delta n}{m(f+\Delta f)} =$$

$$= \frac{-4\pi(n-1)\Delta f + m(\Delta\phi f - \phi\Delta f) + 4\pi f\Delta n}{4\pi m f(f+\Delta f)}$$

Полученный результат подставляя в (9) получим:

$$\frac{1}{f} arccos\left(\frac{R^2(A_1,A_2) - z^2E^2}{z^2E^2\,cos(\phi)}\right) + \frac{-4\pi(n-1)\Delta f + m(\Delta\phi f - \phi\Delta f) + 4\pi f\Delta n}{mf(f+\Delta f)} =$$

$$= \frac{1}{f+\Delta f} arccos\left(\frac{R^2(B_1,B_2) - (z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}{(z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2\,cos(\phi+\Delta\phi)}\right) \quad (10)$$

Определим условие:

$$R(B_1,B_2) = R(A_1,A_2) + \Delta R \quad (11)$$

Подставляя (10) в (11) получим:

$$\frac{1}{f} arccos\left(\frac{R^2(A_1,A_2) - z^2E^2}{z^2E^2\,cos(\phi)}\right) + \frac{-4\pi(n-1)\Delta f + m(\Delta\phi f - \phi\Delta f) + 4\pi f\Delta n}{mf(f+\Delta f)} =$$

$$= \frac{1}{f+\Delta f} arccos\left(\frac{(R(A_1,A_2)+\Delta R)^2 - (z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}{(z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2\,cos(\phi+\Delta\phi)}\right) \quad (12)$$

Рассмотрим функцию:

$$y = F(f,z,E,\phi,R(A_1,A_2)) = \frac{1}{f} arccos\left(\frac{R^2(A_1,A_2) - z^2E^2}{z^2E^2\,cos(\phi)}\right) \quad (13)$$

Полное приращение (12) (2.30):

$$\Delta y = \Delta F(f,z,E,\phi,R(A_1,A_2)) =$$

$$= \frac{1}{f+\Delta f} arccos\left(\frac{(R(A_1,A_2)+\Delta R)^2 - (z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2}{(z+\Delta z)^2(E+\Delta E)^2\,cos(\phi+\Delta\phi)}\right) - \frac{1}{f} arccos\left(\frac{R^2(A_1,A_2) - z^2E^2}{z^2E^2\,cos(\phi)}\right)$$

Получим:

$$\Delta y = \frac{-4\pi(n-1)\Delta f + m(\Delta\phi f - \phi\Delta f) + 4\pi f\Delta n}{mf(f+\Delta f)} \quad (14)$$

$$\Delta y \approx y_f^{/}\Delta f + y_z^{/}\Delta z + y_E^{/}\Delta E + y_\phi^{/}\Delta\phi + y_{R(A)}^{/}\Delta R \quad (15)$$

$$y_f^{/} = -\frac{1}{f^2} arccos\left(\frac{R^2(A_1,A_2) - z^2E^2}{z^2E^2\,cos(\phi)}\right) \quad (16)$$

$$y_z^{/} = \frac{1}{f}\left(\frac{-1}{\sqrt{1-\left(\frac{R^2(A_1,A_2)-z^2E^2}{z^2E^2\,cos(\phi)}\right)^2}}\right)\frac{R^2(A_1,A_2)}{E^2\,cos(\phi)}\frac{(-2)}{z^3} = \frac{2R^2(A_1,A_2)}{fz\sqrt{z^4E^4 - (R^2(A_1,A_2) - z^2E^2)^2}} \quad (17)$$

$$y_E^{/} = \frac{-1}{f}\frac{z^2E^2\,cos(\phi)}{\sqrt{z^4E^4\,cos^2(\phi) - (R^2(A_1,A_2) - z^2E^2)^2}}\frac{R^2(A_1,A_2)}{z^2\,cos(\phi)}\left(\frac{-2}{E^3}\right) = \frac{2R^2(A_1,A_2)}{fE\sqrt{z^4E^4\,cos^2(\phi) - (R^2(A_1,A_2) - z^2E^2)^2}} \quad (18)$$

$$y'_{R(A)} = -\frac{1}{f}\frac{z^2E^2\cos(\phi)}{\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)^2}}\frac{2R(A_1,A_2)}{z^2E^2\cos(\phi)} = -\frac{2R(A_1,A_2)}{f\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)^2}} \quad (19)$$

$$y'_{\phi} = -\frac{1}{f}\frac{z^2E^2\cos(\phi)}{\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)^2}}\left(\frac{R^2(A_1,A_2)}{z^2E^2}-1\right)\frac{\sin(\phi)}{\cos^2(\phi)} = \frac{(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)tg(\phi)}{f\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)^2}} \quad (20)$$

Подставляя (14,16-20) в (15), получим:

$$\frac{-4\pi(n-1)\Delta f + m(\Delta\phi f - \phi\Delta f) + 4\pi f\Delta n}{mf(f+\Delta f)} \approx -\frac{1}{f^2}arccos\left(\frac{R^2(A)-z^2E^2}{z^2E^2\cos(\phi)}\right)\Delta f +$$

$$+\frac{2R^2(A_1,A_2)}{fz\sqrt{z^4E^4-(R^2(A)-z^2E^2)^2}}\Delta z + \frac{2R^2(A_1,A_2)}{fE\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A)-z^2E^2)^2}}\Delta E -$$

$$-\frac{2R(A_1,A_2)}{f\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A)-z^2E^2)^2}}\Delta R - \frac{(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)tg(\phi)}{f\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A)-z^2E^2)^2}}\Delta\phi \quad (21)$$

Отсюда:

$$\frac{2R(A_1,A_2)}{f\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A)-z^2E^2)^2}}\Delta R \approx -\frac{1}{f^2}arccos\left(\frac{R^2(A_1,A_2)-z^2E^2}{z^2E^2\cos(\phi)}\right)\Delta f +$$

$$+\frac{2R^2(A_1,A_2)}{fz\sqrt{z^4E^4-(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)^2}}\Delta z + \frac{2R^2(A_1,A_2)}{fE\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)^2}}\Delta E -$$

$$-\frac{-4\pi(n-1)\Delta f + m(\Delta\phi f - \phi\Delta f) + 4\pi f\Delta n}{mf(f+\Delta f)} - \frac{(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)tg(\phi)}{f\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)^2}}\Delta\phi$$

Следовательно:

$$\Delta R \approx -\frac{\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)^2}}{2fR(A)}arccos\left(\frac{R^2(A_1,A_2)-z^2E^2}{z^2E^2\cos(\phi)}\right)\Delta f +$$

$$+\frac{R(A_1,A_2)}{z}\Delta z + \frac{R(A_1,A_2)}{E}\Delta E - \frac{(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)tg(\phi)}{2R(A_1,A_2)}\Delta\phi -$$

$$-\frac{-4\pi(n-1)\Delta f + m(\Delta\phi f - \phi\Delta f) + 4\pi f\Delta n}{2R(A_1,A_2)mf(f+\Delta f)}f\sqrt{z^4E^4\cos^2(\phi)-(R^2(A_1,A_2)-z^2E^2)^2} \quad (22)$$

Выводы Таким образом, получена математическая модель в виде математического выражения (22), определяющее зависимость области изменения радиуса сферы от изменений частоты Δf, амплитуды несущей частоты ΔE, фазы $\Delta\phi$, амплитуд кодовых составляющих Δz сигналов, использующих КАМ в многомерном метрическом пространстве, обусловленных взаимным влиянием сигналов в линиях связи каналов передачи данных телекоммуникационных систем. Полученная модель является комплексным показателем взаимного влияния сигналов. Использование полученной модели позволит проводить анализ зависимости изменения взаимного влияния сигналов по соседним каналам многоканальной ТКС от изменения параметров сигналов, не применяя эмпирические методы параметрической оценки, что позволит

сократить временные и аппаратурные затраты и повысить достоверность информационного обмена в ТКС.

Список литературы

1. Муравьёв, В. В. Полосовая модуляция в системах телекоммуникаций: учеб.-метод. пособие / В. В. Муравьёв, С. А. Кореневский, Т. М. Печень. – Минск : БГУИР, 2019. – 79 с.

2. Феер К.: Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ./ Под ред. В.И.Журавлева М.: Радио и связь, 2000. 520 с.

3. Будко П.А., Федоренко В.В. Управление в сетях связи. Математические модели и методы оптимизации: Монография.- Москва.: Издательство физико-математической литературы, 2007. 228 с.

4. Федоренко В.В., Дорошев А. В., Власов В. И., Пасхальный А. В. Устройство контроля и диагностирования радиоэлектронных изделий с использованием многомерных метрических пространств //Патент RU 2288498 C1 Патентообладатель: Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Северо-Кавказский государственный технический университет". 27.11.2006. Бюл. № 33 МПК G05B 23/02.

5. Власов С.В., Власов В.И. Использование геометрических сфер для контроля качества информационных систем // Universum: Технические науки. М.:, Изд. «МЦНО», 2017 №3 (36). С.9-12.

6. Власов С.В., Власов В.И. Модель контроля безопасности информационных систем // Современные наукоемкие технологии. 2020 №6 С. 31-37.

7. Власов С.В., Власов В.И. Использование тел вращения для контроля качества информационных сигналов каналов передачи данных // Научный журнал Colloquiumjournal, PHYSICS AND MATHEMATICS. 2020. № 6(58) С.12-14.

8. Бугров, Я.С. Высшая математика в 3 т. Т.2. Элементы линейной алгебры и аналитической геометрии: Учебник для академического бакалавриата / Я.С. Бугров, С.М. Никольский. - Люберцы: Юрайт, 2016. 281 с.

9. Пушкарёв В.П. Аналоговые и цифровые радиоприёмные устройства: учебное пособие / В. П. Пушкарёв. – Томск: РТФ, ТУСУР, 2018. 237 с.

10. Семенов А. Б., Стрижаков С. К., Сунчелей И. Р. Структурированные кабельные системы / Семенов А. Б., Стрижаков С. К., Сунчелей И. Р. – 5_е изд. – М. : Компания АйТи ; ДМК Пресс. 2019. 640 с.