

УДК 621.391

КВАНТОВО-ПОЛЕВАЯ МОДЕЛЬ
ЦИФРОВОГО ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОГО КАНАЛА

ТИХОНОВ В.И.

Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова

QUANTUM FIELD MODEL OF THE
DIGITAL TELECOMMUNICATION CHANNEL

TIKHONOV V.I.

Odessa national academy of telecommunications n.a. O.S. Popov

Аннотация. Предложена квантово-полевая модель цифрового дуплексного телекоммуникационного канала связи, в котором передача информации осуществляется нормализованными протокольными единицами взаимодействия открытых систем. Модель предназначена для анализа структуры информационных потоков в открытых сетях и синтеза оптимальных алгоритмов управления сетевыми ресурсами.

Summary. The quantum field model of digital duplex telecommunication channel is designed for open systems interconnection that transfers unified protocol data units. The model intends for open network information streams analysis and optimal synthesis of network resources management algorithms.

Анализ информационных потоков в открытых сетях, которые подключены к глобальной сети Интернет, является актуальной *проблемой* в телекоммуникациях с точки зрения оптимизации ресурсов и производительности сетей. Взаимодействие открытых сетей осуществляется преимущественно через цифровые телекоммуникационные каналы. Поэтому исследование информационных потоков в каналах связи играет важную роль в изучении распределения нагрузки на сеть во времени и пространстве. Для моделирования динамических процессов в цифровых каналах связи используются различные подходы: статистический и спектральный анализ случайных функций [1], теория массового обслуживания [2], аппарат сетей Петри [3], многозначная логика [4], теория фракталов [5], тензорный анализ [6-7]. Задача выбора адекватного пространства состояний для описания информационных потоков в цифровых каналах телекоммуникаций во многом аналогична известной проблеме в квантовой физике – построению эталонной модели различных типов взаимодействий. Эталонная модель физических взаимодействий строится как квантовая теория поля [8-11]. В связи с этим представляет интерес применение результатов и подходов в моделировании квантовых физических взаимодействий к анализу информационных процессов в цифровых телекоммуникационных каналах связи. Однако в литературе эти вопросы освещены еще недостаточно и требуют дальнейшего развития.

Целью данной работы является построение квантово-полевой модели цифрового телекоммуникационного канала связи.

Пусть заданы два объекта телекоммуникационной сети X и Y , соединенные двунаправленным цифровым телекоммуникационным каналом связи $C(\emptyset) = (R, L)$, состоящим из двух симплексных каналов (правого R и левого L), где \emptyset – абстрактное сечение канала связи C , рис.1. Будем считать, что канал C в сечении \emptyset имеет пропускную способность $P_{XY}(\emptyset)$ по каждому из своих симплексных каналов:

$$P_{XY}(\emptyset) = \Delta e \cdot \gamma_T = \Delta e \cdot N_T / \Delta T, \quad (1)$$

где Δe – протокольная единица переноса информации (назовем ее квантом абстрактной информационной энергии), N_T – максимальное целое количество квантов Δe , которые могут быть

перенесены по каждому симплексному каналу R и L в течение времени ΔT , γ_T – частота переноса протокольных единиц Δe , равная

$$\gamma_T = N_T / \Delta T . \quad (2)$$

Длительность одного кванта Δt времени при этом составит

$$\Delta t = 1 / \gamma_T = \Delta T / N_T . \quad (3)$$

В качестве Δe может служить стандартизованный информационный транспортный контейнер (например, ячейка АТМ размером 53 байта в технологии асинхронного переноса, IP-пакет, кадр Ethernet, синхронный транспортный модуль STM в технологии SDH и др.).

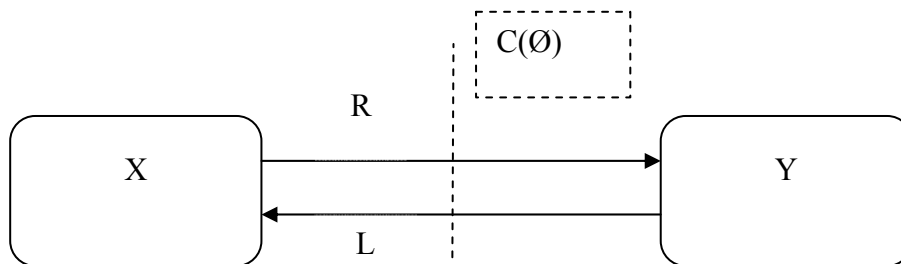


Рисунок 1 - Двухнаправленный телекоммуникационный канал C

Максимально возможная энергия взаимодействия $2\Delta E_T$ объектов X и Y по двум симплексным каналам R и L дуплексного канала C за время ΔT равна

$$2\Delta E_T = 2 \cdot \Delta e \cdot \gamma_T \cdot \Delta T = 2 \cdot N_T \cdot \Delta e. \quad (4)$$

Предположим, что за время ΔT через сечение канала C в эксперименте была зарегистрирована передача $2 \cdot N$ квантов информационной энергии Δe (т.е. в среднем N квантов Δe в расчете на один симплексный канал), где N удовлетворяет условию

$$1 \leq N \leq N_T . \quad (5)$$

При этом средняя частота взаимодействия γ за время ΔT составит

$$\gamma = N / \Delta T \leq \gamma_T , \quad (6)$$

а средняя длительность одного кванта $\Delta \tau$ времени при этом составит

$$\Delta \tau = 1 / \gamma = \Delta T / N \geq \Delta t . \quad (7)$$

Полная энергия взаимодействия $2\Delta E$ объектов X и Y по двум симплексным каналам R и L дуплексного канала C , фактически зарегистрированная за время ΔT равна

$$2\Delta E = 2 \cdot \Delta e \cdot \gamma \cdot \Delta T = 2 \cdot N \cdot \Delta e. \quad (8)$$

Из уравнений (4) и (8) получим:

$$\Delta E/\gamma = \Delta E_T/\gamma_T = \Delta E \cdot \Delta\tau = \Delta E_T \cdot \Delta t = \Delta e \cdot \Delta T = const = \eta. \quad (9)$$

Уравнение (9) назовем *уравнением квантовой неопределенности для цифрового телекоммуникационного канала*. Уравнение (9) аналогично известному отношению неопределенности физических взаимодействий в квантово-механических системах:

$$h = \Delta E \cdot \Delta\tau \approx 6.6 \cdot 10^{-34} \text{ дж} \cdot \text{с} = 2\pi \cdot \hbar, \quad (10)$$

где h – постоянная Планка в системе «Си», $\hbar = h/2\pi$ – «редуцированная постоянная Планка» (или *константа Дирака*) [11]. Основное различие в определении констант η и h состоит в интерпретации понятия энергии ΔE . Для телекоммуникационного канала величина ΔE в формуле (9) определяет абстрактную энергию, т.е. количество информации, перенесенной через сечение канала связи C за время ΔT . В уравнении (10) величина ΔE – это физическая энергия взаимодействия измерительной системы и объекта наблюдения за время эксперимента ΔT .

Выбор констант взаимодействия η и h обусловлен принятой системой единиц для измерения времени, частоты и энергии. Если система единиц задана изначально, то размерность и числовые значения констант взаимодействия выражаются в заданной системе единиц. В задачах моделирования бывает целесообразно поступить наоборот, т.е. вначале выбрать подходящее (удобное с точки зрения вычислений) значение константы взаимодействия, а затем определять физические величины через константу взаимодействия.

В рассматриваемой нами модели цифрового телекоммуникационного канала примем значение η равным

$$\eta = \Delta T = 1. \quad (11)$$

При этом полная абстрактная энергия информационного взаимодействия $2 \cdot \Delta E$ за время ΔT выражается безразмерным четным натуральным числом $2N$, которое равно общему числу элементарных квантов Δe , прошедших через сечение канала C и зарегистрированных за время экспериментального наблюдения ΔT . В среднем, в расчете на один из двух симплексных каналов, полная абстрактная энергия информационного взаимодействия за время ΔT равна N . Величину N назовем *параметрической константой полевой модели цифрового телекоммуникационного канала*.

Будем считать, что в эксперименте по наблюдению за движением информации через сечение цифрового телекоммуникационного канала C зарегистрировано ровно N различных во времени (т.е. линейно упорядоченных) событий, каждое из которых включает в себя два кванта взаимодействия Δe . Примем также *гипотезу* о том, что два кванта $2 \cdot \Delta e$ внутри каждого зарегистрированного n -го события, где $n=1, 2, \dots, N$, не обязательно различимы во времени (т.е. они могут происходить как последовательно друг за другом, так и параллельно, т.е. условно одновременно). Событие, в котором зарегистрированы два последовательных или одновременных взаимодействия квантами Δe , назовем *элементарным циклом информационного взаимодействия* объектов X и Y через дуплексный канал C . Средняя частота элементарных циклов γ_d и средняя длительность одного элементарного цикла $\Delta\tau$ связаны с общим временем наблюдения ΔT и константой N в формуле (8).

Введем понятие фазового состояния φ элементарного цикла взаимодействия. В качестве базовых координат для представления фазового состояния выберем правый и левый симплексные каналы R и L , рис.2. Условимся, что если квант Δe пересекает канал C по симплексному каналу R или L согласно штатной ориентации симплексного канала, через который он проходит (рисунок 1), то значение Δe принимается равным $\Delta e=+1$. В противном случае, величину кванта Δe примем равным $\Delta e=-1$.

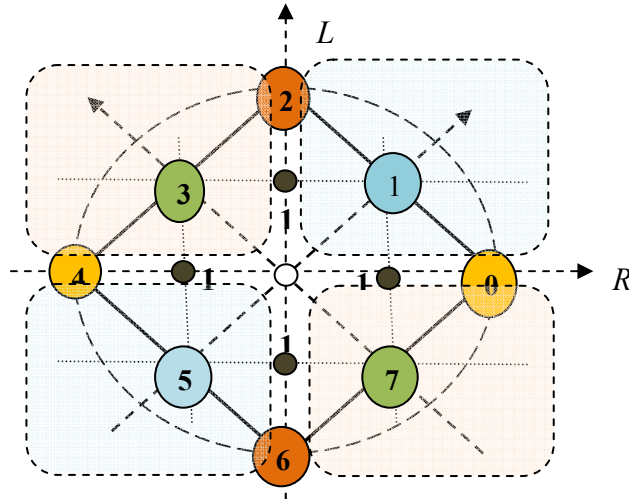


Рисунок 2 - Фазовые состояния элементарного цикла

Также будем считать, что в элементарном цикле взаимодействия взаимный обмен квантами Δe во встречных направлениях происходит только по обоим симплексным каналам (т.е. в одном элементарном цикле последовательная передача в прямом и обратном направлении по одному симплексному каналу исключена). С учетом принятых допущений, в одном элементарном цикле взаимодействия возможны 8 различных фазовых состояний φ_k (обозначены точками 0, 1, 2, ..., 7 на рисунке 2). Классификация этих состояний представлена на рисунке 3. В колонках x и y указано количество квантов Δe , получаемых объектами X и Y в одном элементарном цикле взаимодействия.

k	R	L	Фазовое состояние φ_k	Ориентация	x	y
0	2	0	Импульс действия R	+	0	2
1	1	1	Гармоническое поле	+	1	1
2	0	2	Импульс действия L	+	2	0
3	-1	1	Поле тяготения	+	2	0
4	-2	0	Импульс действия R	-	2	0
5	-1	-1	Гармоническое поле	-	1	1
6	0	-2	Импульс действия L	-	0	2
7	1	-1	Поле тяготения	-	0	2

Рисунок 3 - Фазовые состояния телекоммуникационного

Состояние передачи двух квантов Δe по одному симплексному каналу в одном элементарном цикле взаимодействия назовем *импульсом действия*, а состояние передачи двух квантов Δe по различным симплексным каналам – *состоянием поля* (или просто *полем*). Сбалансированные (по встречным направлениям передачи квантов Δe) состояния поля назовем *гармоническим, или волновым, полем*, а несбалансированное поле – *полем информационного тяготения* (или просто *полем тяготения*).

Из формулы (9) следует: $\Delta E/\Delta T = \Delta e \cdot \gamma$, $\Delta e = \eta/\Delta T = 1$, т.к. мы приняли ранее $\eta = \Delta T = 1$. Введем понятие *достаточно малого интервала времени ΔT* , т.е. малого по сравнению с общим временем T , на котором изучается эволюция свойств цифрового канала связи C и процессов информационного взаимодействия объектов X и Y через канал C как объекта исследования. Будем считать, что интервал ΔT является сколь угодно малым на временной шкале эволюции канала C в том смысле, что относительные изменения свойств канала C в пределах интервала ΔT пренебрежимо малы по сравнению с изменениями этих свойств на всем интервале эволюции T .

Например, если цифровой канал является одним из элементов системы массового обслуживания (СМО), то с учетом специфики человеческой деятельности, наиболее важным циклом эволюции СМО является суточный цикл ($T=24$ часа). Обычно в СМО суточный цикл разбивают на дискретные интервалы, кратные одному часу ($\Delta T=1$ час). Актуальным вопросом исследования СМО является анализ поведения СМО в критических временных «точках» (т.н. «часы наибольшей нагрузки» ЧНН). Если усредненные на интервале 1 час характеристики канала (например, волновая функция Ψ) существенно не изменяются при уменьшении ΔT (например, до 1 минуты), то можно приближенно считать, что $\Delta T \approx 1$ час. В противном случае, может оказаться, что величина ΔT существенно отличается от 1 часа, например, равна 10 минутам. Таким образом, величина ΔT аналогична понятию «бесконечно малое приращение времени dt при определении производной непрерывной функции $df(t)/dt$ по непрерывному времени t ».

Пусть ΔE – энергия информационного взаимодействия на достаточно малом интервале времени ΔT . Функцию ρ вида

$$\rho = \Delta E / \Delta T \quad (12)$$

назовем *скалярной плотностью поля* для дуплексного цифрового телекоммуникационного канала C , в точке сечения \emptyset , в расчете на один симплексный канал. С учетом (11) плотность поля ρ приближенно равна значению $\gamma=N$, полученному в эксперименте на интервале ΔT . Примем условно фазовую окружность на рис.2 равной $\varphi_{max}=2\pi$. Тогда дискретные фазовые состояния φ_k каждого элементарного цикла взаимодействия принимают значения

$$\varphi_k = k \cdot 2\pi/8 = k \cdot (\pi/4), \quad k=(0, 1, 2, \dots, 7), \quad 8; \quad \varphi_8 = \varphi_0. \quad (13)$$

Множество $\{\varphi_k\}$ из восьми фазовых состояний примем в качестве *системы ортов – фазовых координат* для описания состояния телекоммуникационного канала, рассчитываемого по выборке из N зарегистрированных в эксперименте элементарных циклов информационного взаимодействия на отрезке времени ΔT . Пусть Ψ – вектор-функция, которая содержит восемь векторов ψ_k :

$$\Psi(\varphi_k) = \{\psi_k\} = \{(\psi_k \cdot \varphi_k)\}, \quad k=0, 1, 2, \dots, 7. \quad (14)$$

Каждую компоненту ψ_k примем численно равной количеству соответствующих k -х квантовых состояний φ_k в общем числе N зарегистрированных элементарных циклов взаимодействия за время ΔT . Величины ψ_k назовем *проекциями плотности поля ρ* на координатные орты φ_k . По определению компонент ψ_k справедливо свойство нормировки

$$|\Psi| = \sum_{k=0}^7 |\psi_k| = N. \quad (15)$$

Восьмикомпонентную вектор-функцию $\Psi(\varphi_k)=\{\psi_k\}$ назовем *волновой функцией* дуплексного цифрового телекоммуникационного канала $C=(R, L)$ со скалярной функцией плотности $\rho(\emptyset)$ в сечении \emptyset . Введем понятие *структурного дифференцирования* и *структурной частной производной* для плотности ρ волновой функции Ψ в сечении \emptyset цифрового дуплексного канала связи C . Определим несколько альтернативных способов структуризации плотности ρ с помощью векторных структурных переменных:

$$\left. \begin{aligned} s_{XY} &= (x, y), \\ s_{RL} &= (r, l), \\ s_{PW} &= (p, w), \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

$$\vec{s} = (\vec{s}, \vec{s}'),$$

s_{XY} – вектор для дифференциального аналитического разложения плотности ρ по объектам X и Y ; s_{RL} – вектор для разложения плотности ρ по симплексным каналам R и L ; s_{PW} – вектор для разложения плотности ρ по импульсной и полевой составляющим; \vec{s} – вектор для разложения плотности ρ по прямому и обратному направлению каждой из четырех осей на рисунке 2. Каждый из векторов $x, y, r, l, p, w, \vec{s}, \vec{s}'$, в свою очередь, может быть структурирован более детально.

Для каждого из четырех разложений (16) определим структурные частные производные фазовых состояний φ_k по переменным $(x, y), (r, l), (p, w), (\vec{s}, \vec{s}')$ в одном элементарном цикле взаимодействия (см. рисунок 2 и рисунок 3):

k	0	1	2	3	4	5	6	7
$\partial \varphi_k / \partial x$	0	1	2	2	2	1	0	0

(17)

k	0	1	2	3	4	5	6	7
$\partial \varphi_k / \partial l$	0	1	2	1	0	1	2	1

(18)

k	0	1	2	3	4	5	6	7
$\partial \varphi_k / \partial p$	2	0	2	0	2	0	2	0

(19)

k	0	1	2	3	4	5	6	7
$\partial \varphi_k / \partial \vec{s}$	0	0	0	0	2	2	2	2

(20)

В соответствии с (17÷20) запишем структурные градиенты от плотности ρ по каждой из четырех пар переменных $(x, y), (r, l), (p, w), (\vec{s}, \vec{s}')$:

$$\left. \begin{aligned} d\rho / ds_{XY} &= (\partial\rho/\partial x, \partial\rho/\partial y), \\ \partial\rho/\partial x &= \psi_1 + 2(\psi_2 + \psi_3 + \psi_4) + \psi_5, \\ \partial\rho/\partial y &= 2\psi_0 + \psi_1 + \psi_5 + 2(\psi_6 + \psi_7). \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

$$\left. \begin{aligned} d\rho / ds_{RL} &= (\partial\rho/\partial r, \partial\rho/\partial l), \\ \partial\rho/\partial l &= \psi_1 + 2\psi_2 + \psi_3 + \psi_5 + 2\psi_6 + \psi_7, \\ \partial\rho/\partial r &= 2\psi_0 + \psi_1 + \psi_3 + 2\psi_4 + \psi_5 + \psi_7. \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

$$\left. \begin{aligned} d\rho / ds_{PW} &= (\partial\rho/\partial p, \partial\rho/\partial w), \\ \partial\rho/\partial p &= 2(\psi_0 + \psi_2 + \psi_4 + \psi_6), \\ \partial\rho/\partial w &= 2(\psi_1 + \psi_3 + \psi_5 + \psi_7). \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

$$\left. \begin{aligned} d\rho / d\vec{s} &= (\partial\rho/\partial \vec{s}, \partial\rho/\partial \vec{s}'), \\ \partial\rho/\partial \vec{s} &= 2(\psi_4 + \psi_5 + \psi_6 + \psi_7), \\ \partial\rho/\partial \vec{s}' &= 2(\psi_1 + \psi_2 + \psi_3 + \psi_4). \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

Примем условно, что увеличение объема информации в объекте Y является положительным приращением. Соответственно, увеличение объема информации в объекте X будем считать отрицательным приращением. Функцию вида

$$Div(\rho) = (\partial\rho/\partial y - \partial\rho/\partial x)/2 \quad (25)$$

назовем *дивергенцией поля для цифрового дуплексного канала C* . Дивергенция поля характеризует асимметрию переноса информации между объектами X и Y . Если $Div(\rho) > 0$, то это означает, что в среднем на интервале времени ΔT объект X является источником информационной энергии (т.е. он отдает информации больше, чем принимает). Величину

$$\mu = Div(\rho)/\rho \quad (26)$$

назовем *относительной дивергенцией поля для цифрового дуплексного канала C* .

Градиент плотности ρ по симплексным каналам L и R дуплексного канала C позволяет определить меру асимметрии загруженности симплексных каналов L и R дуплексного канала C на интервале времени наблюдения ΔT . Выберем условно загруженность правого канала положительной величиной, а левого – отрицательной. Величину

$$\mu_C = (\partial\rho/\partial r - \partial\rho/\partial l)/2\rho \quad (27)$$

назовем *коэффициентом асимметрии симплексов цифрового дуплексного канала C* .

С помощью разложения волновой функции Ψ по градиентам импульса P и поля W (23) определим меру асимметрии волновых и импульсных фазовых состояний канала на интервале наблюдения ΔT . Величину

$$\mu_W = (\partial\rho/\partial w - \partial\rho/\partial p)/2\rho \quad (28)$$

назовем *коэффициентом кривизны поля для дуплексного цифрового канала C* .

Аналогичным образом, определим меру асимметрии цифрового канала C (на интервале наблюдения ΔT) в диаметрально противоположных направлениях по каждой из четырех осей на рисунке 2. Величину

$$\mu_S = (\partial\rho/\partial \vec{s} - \partial\rho/\partial \overleftarrow{s})/2\rho \quad (29)$$

назовем *коэффициентом неоднородности дуплексного цифрового канала C* .

Ведем дополнительную, более детальную, структуризацию векторной переменной $s_{PW} = (p, w)$ в соответствии со схемой на рисунке 4:

$$\left. \begin{aligned} p &= (p_1, p_2), & w &= (w_1, w_2); \\ p_1 &= (\overleftarrow{p}_1, \overrightarrow{p}_1), & p_2 &= (\overleftarrow{p}_2, \overrightarrow{p}_2); \\ w_1 &= (\overleftarrow{w}_1, \overrightarrow{w}_1), & w_2 &= (\overleftarrow{w}_2, \overrightarrow{w}_2); \end{aligned} \right\} \quad (30)$$

$$s_{PW} = (p, w) = \{[p_1, p_2], [w_1, w_2]\} = \{[(\overleftarrow{p}_1, \overrightarrow{p}_1), (\overleftarrow{p}_2, \overrightarrow{p}_2)], [(\overleftarrow{w}_1, \overrightarrow{w}_1), (\overleftarrow{w}_2, \overrightarrow{w}_2)]\}. \quad (31)$$

Одноименные состояния с противоположными стрелками на нижнем уровне иерархии (рисунок 4), образуют пары встречно ориентированных векторов (см. рисунок 2).

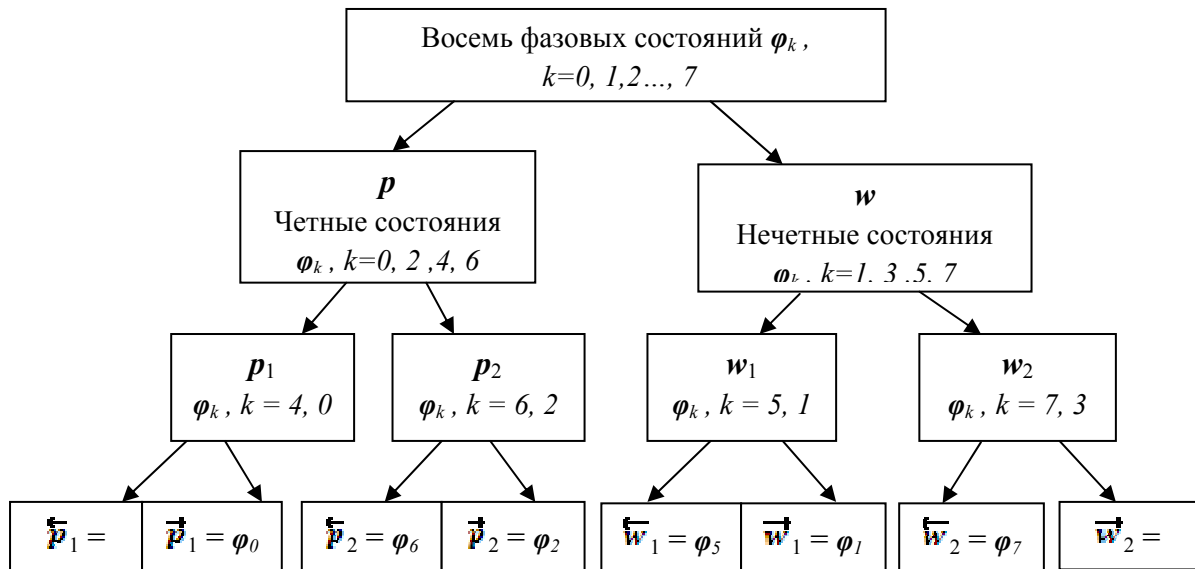


Рисунок 4- Структура векторной переменной s_{pW}

С учетом структуры фазовых переменных на рис.4, запишем систему ортов $\{\varphi_k\}$ волновой функции Ψ в виде:

k	0	1	2	3	4	5	6	7
φ_k	φ_0	φ_1	φ_2	φ_3	φ_4	φ_5	φ_6	φ_7
	\vec{p}	\vec{w}	\vec{p}	\vec{w}	\vec{p}	\vec{w}	\vec{p}	\vec{w}

(32)

Введем положительные и отрицательные направления для переменных r и l :

$$\left. \begin{aligned} r &= (\vec{r}, \vec{r}), \\ l &= (\vec{l}, \vec{l}). \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

Далее разложим $\partial \varphi_k / \partial s_{RL}$ в (18) на положительные и отрицательные составляющие:

k	0	1	2	3	4	5	6	7
$\partial \varphi_k / \partial \vec{r}$	2	1	0	0	0	0	0	1
$\partial \varphi_k / \partial \vec{l}$	0	0	0	1	2	1	0	0

(34)

С учетом (22) и (34) определим структурный градиент функции ρ по прямым и обратным составляющим:

$$\rho_{RL} = d\rho / ds_{RL} = [\partial \rho / \partial r, \partial \rho / \partial l]; \quad (35)$$

$$\left. \begin{aligned} \partial \rho / \partial r &= (\vec{p}_R, \vec{p}_R), \\ \partial \rho / \partial l &= (\vec{p}_L, \vec{p}_L); \\ \vec{p}_R &= \partial \rho / \partial \vec{r} = 2\psi_0 + \psi_1 + \psi_7, \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

$$\begin{aligned} \vec{\rho}_R &= \partial \rho / \partial \vec{f} = \psi_3 + 2\psi_4 + \psi_5, \\ \vec{\rho}_L &= \partial \rho / \partial \vec{t} = \psi_1 + 2\psi_2 + \psi_3, \\ \vec{\rho}_L &= \partial \rho / \partial \vec{t} = \psi_5 + 2\psi_6 + \psi_7. \end{aligned} \quad (37)$$

Введем эквивалентное представление функции ρ_{RL} :

$$\left. \begin{aligned} \rho_{RL} &[(\rho_{R+}, \rho_{L+}), (\rho_{R-}, \rho_{L-})], \\ \rho_{R+} &= (\vec{\rho}_R + \vec{\rho}_L)/2, \\ \rho_{L+} &= (\vec{\rho}_L + \vec{\rho}_R)/2, \\ \rho_{R-} &= (\vec{\rho}_R - \vec{\rho}_L)/2, \\ \rho_{L-} &= (\vec{\rho}_L - \vec{\rho}_R)/2. \end{aligned} \right\} \quad (38)$$

Вектор

$$\rho^+_{RL} = (\rho_{R+}, \rho_{L+}) \quad (39)$$

назовем *симметрическим градиентом* скалярной функции ρ по правому и левому симплексным каналам. Вектор

$$\rho^-_{RL} = (\rho_{R-}, \rho_{L-}) \quad (40)$$

назовем *анти-симметрическим градиентом* скалярной функции ρ по правому и левому симплексным каналам. Введем относительные величины:

$$\left. \begin{aligned} \rho_r &= \rho_{R+}/\rho; & \rho_l &= \rho_{L+}/\rho; \\ \mu_r &= \rho_{R-}/\rho; & \mu_l &= \rho_{L-}/\rho. \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

Функции μ_r и μ_l назовем *коэффициентами кривизны симплексных каналов R и L*. Будем полагать, что для рассматриваемых интервалов наблюдения ΔT вероятность переключения аверсного и реверсного режимов работы симплексных каналов внутри интервала времени ΔT достаточно мала (т.е. близка к нулю). В таком случае, на интервале ΔT , с вероятностью близкой к 1, в каждой паре $(\vec{\rho}_R, \vec{\rho}_R)$ и $(\vec{\rho}_L, \vec{\rho}_L)$ один из элементов равен нулю, а сумма двух ненулевых элементов этих пар равна $2 \cdot N$.

При этом для однозначного восстановления структурного градиента (35) достаточно знать $\rho^+_{RL} = (\rho_{R+}, \rho_{L+})$ либо $\rho^-_{RL} = (\rho_{R-}, \rho_{L-})$. Далее будем использовать симметрический градиент ρ^+_{RL} . Диапазон возможных значений для ρ_{R+} и ρ_{L+} составляет $\pm N$, а сумма модулей $|\rho_{R+}| + |\rho_{L+}| = N$.

Построим диаграмму фазовых состояний цифрового канала по результатам наблюдения за движением квантов Δe через сечение \emptyset канала C на отрезке времени ΔT в осях R, L , рис.5. Рассмотрим особенности фазовых состояний, усредненных на интервале ΔT . Так же, как на диаграмме рис.2, вся область фазовых состояний на рис.5 (т.е. полный фазовый угол 2π) разделены осями R, L на четыре области – квадранты 1÷4. Эти четыре квадранта фазовых состояний имеют смысл, аналогичный фазовым состояниям в элементарном цикле взаимодействия на рис.2. Биссектриса квадрантов 1 и 3 соответствует балансу информационного обмена по каждому симплексному каналу R и L (в аверсном и реверсном режимах). Любая пара смежных квадрантов отличается между собой тем, что для перехода фазового состояния из одного квадранта в другой требуется изменить структуру одного из симплексных каналов, т.е. переключить один симплексный канал из аверсного в реверсный режим (или наоборот). С технической точки зрения, такое переключение обычно возможно, однако коммутация аверсного и реверсного режимов работы симплексных каналов требует определенных затрат времени и не может происходить слишком часто. Поэтому, согласно принятому выше предположению,

вероятность коммутации режимов симплексных каналов на достаточно малом интервале времени $\Delta T \geq \Delta T^*$ считается близкой к нулю.

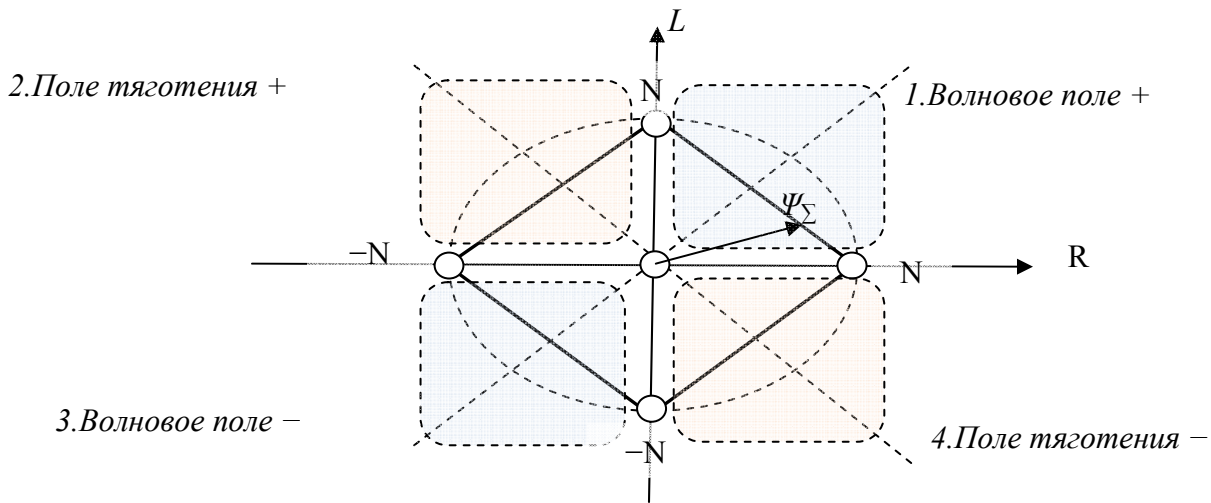


Рисунок 5 - Диаграмма фазовых состояний цифрового канала в интервале наблюдения ΔT

При выполнении этой гипотезы, волновая функция Ψ на интервале ΔT может иметь не более трех компонент Ψ_k . При этом для каждого конкретного интервала ΔT все эти компоненты Ψ_k должны находиться только в одном из четырех фазовых квадрантов, рисунок 5. В инженерном аспекте, информационное взаимодействие объектов через цифровой дуплексный канал, как правило, предполагает двусторонний обмен даже в пределах достаточно малых интервалов времени наблюдения. Передача данных в одном направлении (без обратной связи) технически неэффективна и практически маловероятна. С учетом данного обстоятельства, примем вторую рабочую гипотезу:

С вероятностью близкой к единице, волновая функция Ψ на интервале ΔT имеет не менее двух компонент Ψ_k .

Если выполняются обе сформулированные выше гипотезы, то с вероятностью близкой к единице, волновая функция Ψ на интервале ΔT имеет две или три компоненты Ψ_k , и эти компоненты находятся в пределах одного квадранта фазовых состояний, рисунок 5. Следовательно, эти (две или три) компоненты Ψ_k имеют результирующий вектор фазового состояния Ψ_Σ , который раскладывается на две импульсные составляющие по осям R и L (рис.5), а вектор Ψ_Σ при этом обязательно находится во внутренней области одного из четырех квадрантов (т.е. не лежит ни на одной из осей R или L).

При общем числе элементарных циклов взаимодействия, зарегистрированных на интервале времени ΔT , равном N , количество возможных значений результирующего вектора фазового состояния Ψ_Σ , очевидно, равно N . Построим на фазовой плоскости (рис.5) квадрат, вписанный в окружность радиуса N , который назовем *фазовым квадратом Φ состояний цифрового канала* (усредненных на интервале времени ΔT). Фазовый квадрат Φ является аналогом фазовой окружности (2π рад) на комплексной плоскости. Разобьем каждую сторону Φ на N равных частей (элементов длины $\Delta = \sqrt{2}$). Будем считать, что вектор Ψ_Σ своим концом опирается на середину одного из N элементов длины Δ , принадлежащего одной из четырех сторон квадрата Φ . На рис.5 показан пример вектора Ψ_Σ для случая $N=2$ (при попадании вектора Ψ_Σ в первую четверть фазовой плоскости).

По результатам усреднения на интервале ΔT вектор Ψ_Σ может оказаться в любой из четвертей фазовой плоскости. Поэтому на всей фазовой плоскости общее число возможных

фазовых состояний канала, усредненных на интервале времени ΔT , равно $4 \cdot N$. При этом результирующий вектор Ψ_{Σ} фазового состояния канала C при $N \rightarrow \infty$ может сколь угодно приближаться к состоянию «чистого» импульса действия (которое совпадает с одной из осей R или L). Однако на достаточно малых интервалах $\Delta T \approx \Delta T^{\text{пр}}$ ни при каких значениях N (с вероятностью близкой к 1) фазовое состояние Ψ_{Σ} не является чистым импульсом действия.

Иными словами, цифровой телекоммуникационный канал в основном (за редкими и маловероятными исключениями), на достаточно малом интервале $\Delta T \approx \Delta T^{\text{пр}}$, описывается волновой функцией Ψ_{Σ} , имеющей фазовое состояние поля. Предельные граничные импульсные состояния волновой функции Ψ , которые разделяют между собой четыре открытых фазовых квадранта (рисунок 5), назовем точками бифуркации канала C . Точки бифуркации соответствуют фазовым углам, кратным $\pi/2$ рад.

Фазовые состояния в окрестности биссектрисы 1-й и 3-й четвертей фазовой плоскости на рис.5 назовем гармоническим, или волновым, полем. По мере приближения вектора Ψ_{Σ} фазовых состояний 1-й и 3-й четвертей к границам этих четвертей (т.е. к осям R или L), волновое поле, описываемое вектором Ψ_{Σ} , становится все более асимметричным. На границах областей (т.е. на осях R или L) вектор поля Ψ_{Σ} приближается к предельному состоянию – импульсу действия (т.е. состоянию однонаправленного переноса информационной энергии по одному симплексному каналу). Согласно принятым нами выше предположений, состояние канала C , описываемое вектором Ψ_{Σ} , с вероятностью близкой к 1, сохраняет свои волновые свойства и не может полностью превратиться в импульс действия. Таким образом, импульс действия, как характеристика фазового состояния цифрового канала связи на интервале ΔT , является несобственной предельной точкой фазового состояния (в том смысле, что в устойчивом состоянии цифрового канала вероятность предельного фазового состояния с углами, кратными $\pi/2$ рад, близка к нулю).

Для одного цифрового дуплексного канала связи количество предельных состояний импульса действия равно 4 (по два для каждого симплексного канала). Фазовые состояния в окрестности биссектрисы квадрантов 2 и 4 назовем полем информационного тяготения, или просто полем тяготения.

В соответствии со схемой иерархии на рис.4 определим вторую структурную производную функции ρ по переменной s_{PW} , используя символ двойного дифференцирования – оператор Лапласа ∇^2 :

$$H = \nabla^2 \rho = d^2 \rho / ds^2_{PW} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|} \hline & & 1 & & 2 \\ \hline 1 & \Psi_4 \cdot \vec{p}_1 & \Psi_0 \cdot \vec{p}_1 & \Psi_7 \cdot \vec{w}_2 & \Psi_3 \cdot \vec{w}_2 \\ \hline & & & & \\ \hline \end{array} \quad (42)$$

Матрицу H назовем структурным лапласианом цифрового дуплексного канала. Лапласиан H содержит условно положительные структурные элементы (помеченные знаком \rightarrow) и условно отрицательные элементы (со знаком \leftarrow). Положительные и отрицательные элементы лапласиана H выражают асимметрию по каждой из четырех фазовых координат: p_1 , p_2 , w_1 , w_2 . Продифференцируем матрицу H по структурной переменной $\vec{s} = [\vec{s}, \vec{s}^*]$:

$$dH/d\vec{s} = [\partial H / \partial \vec{s}, \partial H / \partial \vec{s}^*], \quad (43)$$

$$\vec{H} = \partial H / \partial \vec{s} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline & 1 & 2 \\ \hline 1 & \Psi_4 \cdot \vec{p}_1 & \Psi_7 \cdot \vec{w}_2 \\ \hline & & \\ \hline \end{array}, \quad \vec{H}^* = \partial H / \partial \vec{s}^* = \begin{array}{|c|c|c|} \hline & 1 & 2 \\ \hline 1 & \Psi_0 \cdot \vec{p}_1 & \Psi_3 \cdot \vec{w}_2 \\ \hline & & \\ \hline \end{array}. \quad (44)$$

Запишем разложения (43–44) в проекциях Ψ_k , опуская орты фазовых состояний φ_k :

$$\vec{H} = \partial H / \partial \vec{s} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline & 1 & 2 \\ \hline 1 & \Psi_4 & \Psi_7 \\ \hline 2 & \Psi_5 & \Psi_6 \\ \hline \end{array}, \quad \vec{H} = \partial H / \partial \vec{s} = \begin{array}{|c|c|c|} \hline & 1 & 2 \\ \hline 1 & \Psi_0 & \Psi_3 \\ \hline 2 & \Psi_1 & \Psi_2 \\ \hline \end{array}. \quad (45)$$

Определим эквивалентное представление лапласиана H с помощью двух матриц:

$$\left. \begin{array}{l} H = [H^+, H^-], \\ H^+ = (\vec{H} + \vec{H}), \\ H^- = (\vec{H} - \vec{H}). \end{array} \right\} \quad (46)$$

Матрицы H^+ и H^- назовем соответственно *изотропным* и *анизотропным лапласианом* для цифрового дуплексного канала C . Для изотропного цифрового канала матрица H^- тождественно равна нулю. Представим матрицы H^+ и H^- в относительных величинах:

$$\left. \begin{array}{l} \rho_{H^+} = H^+ / \rho, \\ \mu_{H^-} = H^- / \rho. \end{array} \right\} \quad (47)$$

Таким образом, для описания локальных (во времени) свойств цифрового дуплексного телекоммуникационного канала C могут быть использованы несколько дифференциальных форм представления информационных процессов. Эти дифференциальные формы отличаются степенью детализации структуры цифрового канала, а также выбором интервалов усреднения ΔT и общего интервала T эволюции исследуемой динамической системы, содержащей цифровой канал C . Характер свойств цифрового канала может качественно изменяться при переходе от достаточно малых интервалов усреднения $\Delta T \geq \Delta \vec{T}$ к интервалам времени, соизмеримым с временем T эволюции динамической системы. Поэтому, в отличие от классической теории поля (которая оперирует достаточно гладкими дифференцируемыми функциями, зависящими от непрерывных переменных) при описании информационного поля цифрового канала C принципиально важным является аккуратное определение и вычисление дискретных аналогов дифференциальных форм.

Самым простым описанием цифрового канала C является значение скалярной функции плотности поля $\rho(\emptyset)$ в точке \emptyset (т.е. в сечении канала C). Это описание является начальным (или нулевым) приближением в описании полевых свойств канала C . Развернутой характеристикой канала C является восьмикомпонентная волновая функция Ψ . Свойства и дифференциальная структура волновой функции Ψ трансформируются в процессе изменения ΔT от минимальных значений $\Delta \vec{T}$ до максимальных T .

Вторым приближением в описании цифрового полевых свойств канала C является пара чисел: плотностью поля ρ и коэффициентом кривизны поля μ (или относительная дивергенция поля). Последующие приближения дают более детальное представление свойств цифрового канала C .

Структурное дифференцирование по правому и левому симплексным каналам R и L выражает свойства канала четверкой чисел: симметрический градиент (ρ_{R^+}, ρ_{L^+}) и относительный градиент кривизны (μ_r, μ_l) симплексных каналов. Детальным структурированным описанием свойств канала C является вторая дифференциальная форма – лапласиан поля H , в котором представлены все восемь проекций фазового состояния, дифференцированные по компонентам импульса и поля.

В заключение отметим следующее. В данной работе показана эквивалентность процессов передачи квантованной информации через дуплексный цифровой телекоммуникационный канал процессам физического взаимодействия в системах, в которых происходит обмен квантами энергии. В частности показано, что для информационных процессов в цифровом канале связи справедлив принцип неопределенности по отношению к таким понятиям как время, частота и пакетированные единицы информации. Этот принцип, по форме и содержанию, близок аналогичному принципу неопределенности для квантово-механических взаимодействий в физике, где вместо пакетов информации фигурируют кванты энергии. Таким образом, если представить протокольные единицы передачи информации (пакеты) как абстрактные кванты информационной энергии, то отношения неопределенности информационных и физических взаимодействий принимают одинаковый вид, и выражаются через соответствующие константы взаимодействия η (для информационных систем) и постоянную Планка h (для физических систем).

Автором сделан вывод о возможности построения общей системы физических величин для информационных и физических взаимодействий, при условии, что в качестве константы взаимодействия будет принята одна общая константа. При этом физическая энергия и информация будут выражаться в одинаковых единицах энергии-информации, которая при подходящем выборе константы взаимодействия может быть безразмерной величиной. Свойства цифрового дуплексного телекоммуникационного канала C описаны диаграммами фазовых состояний канала связи для элементарных циклов взаимодействия (в которых происходит обмен двумя квантами информации), а также для взаимодействий, усредненных на интервале времени ΔT (в которых происходит обмен $2 \cdot N$ квантами информации). Показано, что цифровой дуплексный канал C имеет корпускулярно-волновые свойства, аналогичные свойствам субатомных частиц. В частности, существуют четыре предельных состояния импульсов направленного действия, а также четыре открытых множества состояний (в каждой из четвертей общей фазовой плоскости $2 \cdot \pi$), которые названы состоянием информационного поля. В работе также сформулированы четыре способа структуризации цифрового дуплексного канала и определены соответствующие структурные частные производные, аналогичные известным понятиям в теории поля. В частности, получены выражения для дивергенции поля, градиента поля и лапласиана поля информационного взаимодействия.

Результаты работы могут быть использованы для построения пространства состояний в задачах моделирования загруженности телекоммуникационных сетей и оптимального управления ресурсами сетей.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Свешников А.А. Прикладные методы теории случайных функций. Наука. М.-1968.-464 с.
2. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями. – М.: Мир, 1979. – 600 с.
3. Зайцев Д.А. Синтез моделей Петри телекоммуникационных протоколов: Зб. «Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова». – Одесса: Изд. центр ОНАС ім. А.С.Попова, 2005. – №2. – С.36-42.
4. Многозначные логики и их применения: Логические исчисления, алгебры и функциональные свойства. Под ред. Финна В. К. Том 1. М.: УРСС, 2008. 416 с.
5. Фрактальный анализ и процессы в компьютерных сетях : учеб. пособие / Ю.Ю. Громов, Н.А. Земской, О.Г. Иванова и др. – 2-е изд., стереотип. – Тамбов : Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2007. – 108 с.
6. Рашевский П.К. Риманова геометрия и тензорный анализ. М, Наука, 1967- 664 с.
7. Крон Г. Тензорный анализ сетей / Пер. с англ. - М.: Сов. радио, 1978. - 719 с.
8. Пескин М.Е, Шредер Д.В. Введение в квантовую теорию поля. Под ред. А.А.Белавина. –Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001, 784 с.
9. Steven Weinberg. The Quantum Theory of Fields. Vol. I - Foundations. University of Texas at Austin. CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS. 1995 - 609 p. / Режим доступа: <http://www.ft.uam.es/personal/hernandez/QFT/Weinberg--The-Quantum-Theory-of-Fields-Vol-1-Foundations.pdf>
10. Брайан Грин. Элегантная Вселенная. Суперструны, скрытые размерности и поиски окончательной теории. Пер. с англ. / Общ. ред. В.О. Малышенко. – М.: Едиториал УРСС, 2004. – 288 с.
11. Н. Н. Zhao. Renormalization of tensor-network states. / Н.Н. Zhao, Z.Y. Xie, Q.N. Chen, Z.C. Wei, J.W. Cai, T. Xiang. // 2010. Режим доступа: <http://arxiv.org/abs/1002.1405>
12. Нестационарная Вселенная. Глоссарий: постоянная Планка.// Режим доступа:

13. <http://physics.kgsu.ru/astromia/NV/postoynnay%20Planka.htm>.