ВЕРОЯТНОСТНЫЕ МОДЕЛИ МНОГОЛУЧЕВЫХ КАНАЛОВ

Лекция

Многолучевой канал

- Распространение радиоволн накладывает фундаментальные ограничения на качество передачи информации по радиоканалам. Путь распространения радиоволны от передатчика к приемнику может иметь самые разнообразные геометрические представления. В простейшем случае прямой видимости в свободном пространстве это прямая линия. При наличии одного отражателя, не прерывающего линию прямой видимости, приемник принимает электромагнитные волны, распространяющиеся по двум путям — по линии прямой видимости (прямой луч) и ломаной линии «передатчик-отражатель-приемник» (отраженный луч с углом прихода на приемную антенну α). В реальных условиях в точку приема может приходить много лучей, прошедших от передатчика к приемнику по очень сложным путям, имеющим разную длину. В условиях интенсивной городской застройки число возможных путей прихода радиоволн к приемнику может оказаться неограниченно большим, когда значения углов их прихода заполняют непрерывный интервал $[0,2\pi]$. Таким образом, отражение радиоволн от различных препятствий на пути их распространения является первым существенным эффектом, который приходится учитывать при построении вероятностных моделей различных радиоканалов.

- Во многих современных радиосистемах передачи информации типичным условием функционирования считается отсутствие прямой видимости между антеннами передатчика и приемника. Более того, большая часть энергии принимаемого суммарного электромагнитного поля обусловлена эффектом дифракции — рассеянием распространяющейся радиоволны на препятствиях в виде зданий, неровностей рельефа местности и других объектов. Таковыми являются, например, условия организации связи с подвижными объектами, когда передатчик и приемник системы передачи располагаются в интенсивной городской застройке. Передатчик и приемник могут находиться внутри зданий, в лесных массивах и т.д., когда приходится учитывать эффекты проникновения электромагнитных волн в препятствия, их рассеяние на различных предметах, находящихся в зоне их распространения.

Цель данного раздела — привести описание сигнала как функции времени в точке приема при наличии многих путей распространения радиоволн от передатчика к приемнику. Полагаем, что форма сигнала *s*(*t*), излучаемого передатчиком, известна, а радиоканал вдоль каждого пути распространения радиоволны не вносит искажений формы сигнала, т.е. является широкополосным и имеет постоянные параметры. В этом случае сигнал в приемнике, созданный радиоволной, пришедшей к антенне приемника по пути длиной *r*, можно записать следующим образом:

$$s(t) = ks(t - \tau),$$

где $\tau = r / c$— время распространения радиоволны со скоростью с от антенны передатчика до антенны приемника; *k* — коэффициент, учитывающий изменение мощности сигнала при распространении волны вдоль рассматриваемого пути. Средняя мощность принимаемого сигнала на любом интервале времени длительностью *T* определится обычным образом:

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} k^2 s^2(t-\tau)dt = k^2 \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} s^2(t-\tau)dt = k^2,$$

если принять равной единице среднюю мощность сигнала, излучаемого передатчиком.

- Если сигнал в приемнике создается *n* радиоволнами, каждая из которых прошла по своему пути распространения, то можно записать

$$s_{\text{пр}}(t) = \sum_{i=1}^{n} k_i s(t - \tau_i).$$

Очевидно, что можно записать более общее выражение

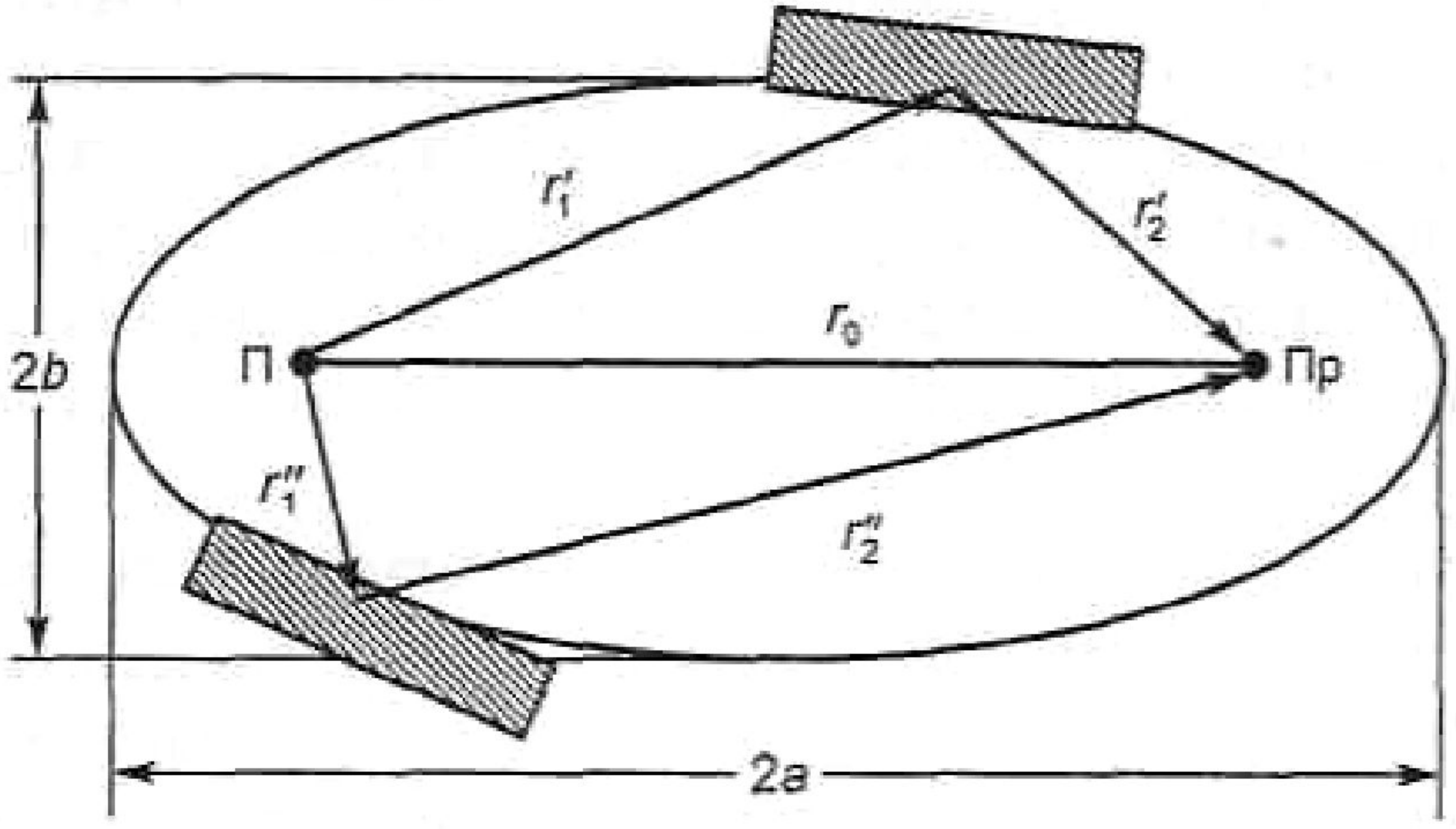
$$s_{\text{пр}}(t) = \int_{-\infty}^{t} h(\tau) s(t - \tau) d\tau,$$

если принять, что канал является линейным устройством с импульсной характеристикой

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^{n} k_i \delta(\tau - \tau_i),$$

где δ (τ) — дельта-функция Дирака. Понятие импульсной характеристики канала передачи широко используется в настоящее время при описании любых каналов связи.

Формирование одного луча в многолучевом канале



- Здесь антенны передатчика П и приемника Пр изображены в плане и помещены в фокусы эллипса с большой *2a* и малой *2b* осями. На рисунке изображен путь прямой волны длиной *r0* и пути двух отраженных от препятствий волн с длиной *r1 = r1′+ r1″* и *r2 = r′2 + r2″*. Если точки отражения волн находятся на эллипсе, то *r1 - r2 = 2a,* так что время распространения радиоволн от антенны передатчика до антенны приемника оказывается одинаковым . В результате сигнал в приемнике можно записать в виде

$$s_{пр}(t) = k_0 s(t-\tau_0) + \sum_{i=1}^{2} k_i s(t-\tau_a),$$

- где коэффициенты *ki* при *i* = 0, 1, 2 в общем случае имеют разные значения, поскольку коэффициенты отражения радиоволн на разных путях могут быть существенно разными. Второе слагаемое приемником с ненаправленной антенной воспринимается как одна радиоволна. Поэтому приходится записать следующее выражение:

$$s_{пр}(t) = k_0 s(t-\tau_0) + b_1 s(t-\tau_a),$$

где b1 = k1 + k2 — коэффициент, определяющий мощность суммарной радиоволны. Принято говорить, что приемник принимает два луча, временная задержка между которыми равна τ = τ a − τ 0 . Абсолютное значение времени задержки первого луча τ0 в теории передачи информации не играет существенной роли, в то время как относительная задержка между лучами является важным параметром, существенным образом влияющим на качество передачи.

- Поскольку в данном разделе рассматриваются радиосигналы, то вместо вещественных функций удобнее использовать их комплексные огибающие, что позволит рассматривать более реальные условия распространения радиоволн с учетом дифракции на препятствиях, отражений с комплексным коэффициентом отражения, проникновениями через препятствия и т.д. В общем случае при любом способе модуляции радиосигнал, излучаемый передатчиком, на любом

$$s(t) = a(t)\cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = \mathrm{Re}\{a(t)\exp\{j[2\pi f_0 t + \varphi(t)]\}\} =$$

$$= \mathrm{Re}\{a(t)\exp\{j\varphi(t)\}\exp\{j2\pi f_0 t\}\} = \mathrm{Re}\{a(t)\exp\{j2\pi f_0 t\}\},$$

$$\dot{a}(t) = a(t)\exp\{j\varphi(t)\}$$

- называют *комплексной огибающей вещественного сигнала s(t).*

Если теперь рассмотреть данный сигнал на выходе широкополосного канала с постоянными параметрами*, т.е. на входе приемника, то в достаточно реальных условиях распространения радиоволн для него справедливо представление:

$$s(t) = k \cdot a(t)\cos[2\pi f_0 + \varphi(t) + \psi] = \mathrm{Re}\{k \cdot a(t)\exp\{j[2\pi f_0 t + \varphi(t) + \psi]\}\} =$$

$$= \mathrm{Re}\{k\exp\{j\psi\} \cdot a(t)\exp\{j\varphi(t)\} \cdot \exp\{j2\pi f_0 t\}\} = \mathrm{Re}\{\dot{k} \cdot \dot{a}(t)\exp\{j2\pi f_0 t\}\} =$$

$$= \mathrm{Re}\{\dot{b}(t)\exp\{j2\pi f_0 t\}\}.$$

Здесь функция

$$\dot{b}(t) = \dot{k} \cdot \dot{a}(t)$$

является комплексной огибающей сигнала на выходе канала, а

$$\dot{k} = k\exp\{j\psi\}$$

именуют *комплексным коэффициентом передачи радиоканала.*

Можно найти комплексную огибающую сигнала на выходе канала, если известен коэффициент передачи этого канала.

- При распространении радиоволны вдоль каждого пути происходит изменение не только уровня сигнала, но и его фазы; форма сигнала остается неизменной; эти изменения на разных путях распространения различны. В этом случае можно записать

$$s_{\text{пр}}(t) = \mathrm{Re}\left\{\left[\begin{array}{c} k_0 \exp\{j\psi\} \cdot a(t-\tau_0)\exp\{j\varphi(t-\tau_0)\} + \\ + \sum_{i=1}^{2} k_i \exp\{j\psi\} \cdot a(t-\tau_0)\exp\{i\varphi(t-\tau_a)\} \end{array}\right]\exp\{j2\pi f_0 t\}\right\} =$$

$$= \mathrm{Re}\{\dot{b}(t)\exp\{j2\pi f_0 t\}\}.$$

$$\dot{b}(t) = k_0 \exp\{j\psi_0\} \cdot a(t-\tau_0)\exp\{j\varphi(t-\tau_0)\} +$$

$$+\sum_{i=1}^{2} k_i \exp\{j\psi_i\} \cdot a(t-\tau_a)\exp\{j\varphi(t-\tau_a)\} = \dot{k}_0 \cdot \dot{a}(t-\tau_0) + \left[\sum_{i=1}^{2} \dot{k}_i\right]\dot{a}(t-\tau_a)$$

комплексная огибающая сигнала на выходе канала передачи, который представляет собой сумму двух лучей с относительной задержкой между ними $\tau = \tau_a - \tau_0$. Мощность первого луча пропорциональна величине $\left|\dot{k}_0\right|$, второго — $\left|\sum_{i=1}^{2} \dot{k}_i\right|^2$. Обратим внимание на то,

что второй луч является суммой двух радиоволн, распространявшихся разными путями,

коэффициенты передачи каналов вдоль которых различны. Величины k_0 и $\sum_{i=1}^{2} \dot{k}_i$. можно

назвать комплексными амплитудами первого и второго луча сигнала в приемнике. На комплексной плоскости комплексные амплитуды можно представлять векторами, длины и углы которых определяются как модули и аргументы соответствующих величин.

Представление для сигнала в приемнике — все же частное.
В более общем случае этот сигнал —сумма большего числа лучей, каждый из которых в свою очередь является суммой многих радиоволн, имеющих одинаковое время распространения от передатчика к приемнику, хотя и прошедших разными путями. Комплексная огибающая принимаемого сигнала может быть представлена следующим выражением:

$$\dot{b}(t) = \sum_{i=0}^{n-1} \dot{k}_i \dot{a}(t - \tau_i),$$

в котором параметр п определяет число лучей. Комплексные коэффициенты ki каждого луча могут представлять собой сумму конечного или даже бесконечного числа комплексных величин, каждая из которых может интерпретироваться как комплексный коэффициент передачи канала вдоль соответствующего пути распространения радиоволны.
Представление комплексной огибающей сигнала на выходе радиоканала может послужить основой для описания такого канала с помощью комплексной импульсной характеристики

$$\dot{h}(\tau) = \sum_{i=0}^{n-1} \dot{k}_i \cdot \delta(\tau - \tau_i).$$

Канал с такой импульсной характеристикой обычно называют *многолучевым*. Если значения параметров $\dot{k}_i$, τ_i, $i = 0, 1, 2, \ldots, n - 1$ и число лучей n такого канала не изменяются во времени, то такой канал называют *многолучевым с постоянными параметрами*.

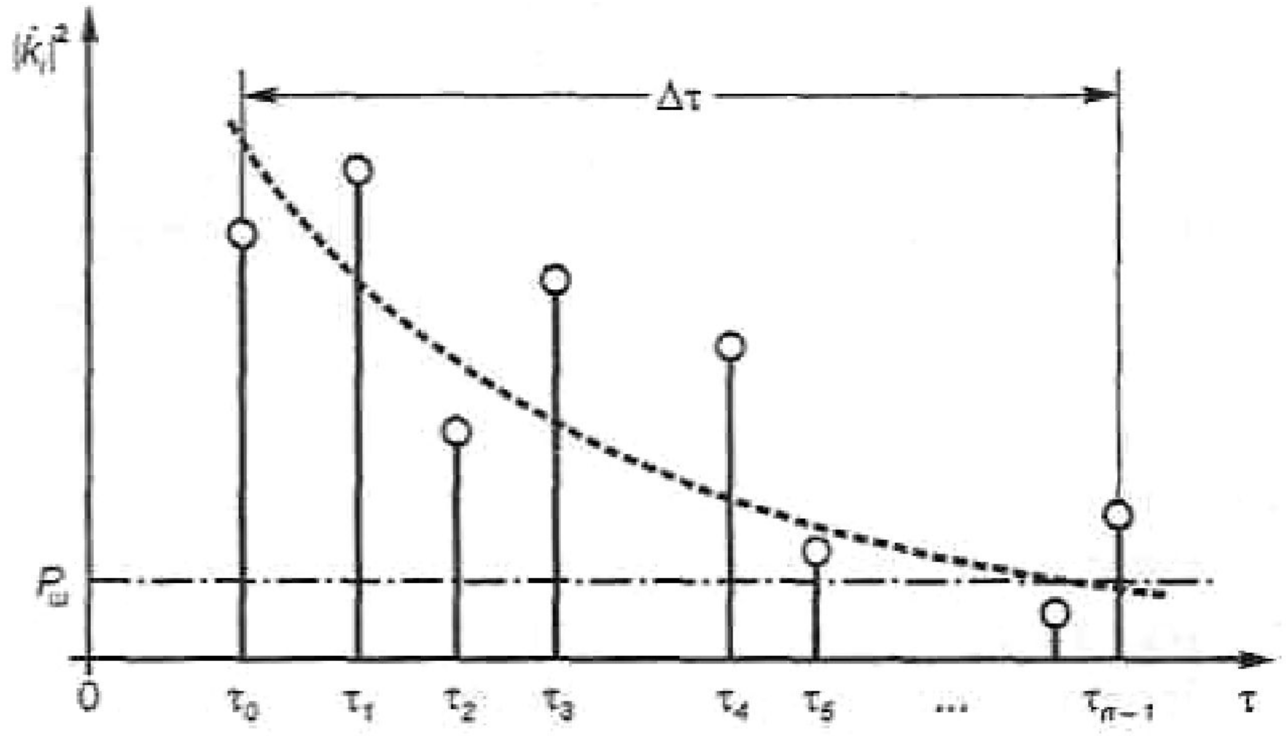
Модуль импульсной характеристики радиоканала полезно представить графически; пример соответствующего графика приведен на рис.

на котором по оси ординат откладываются значения коэффициентов $\left|\dot{k}_i\right|^2$, $i = 0, 1, 2, \ldots, n - 1$,

определяющих мощности соответствующих лучей , а по оси абсцисс —

время распространения радиоволн г'-го луча от передатчика до приемника.

Лучи многолучевого радиоканала

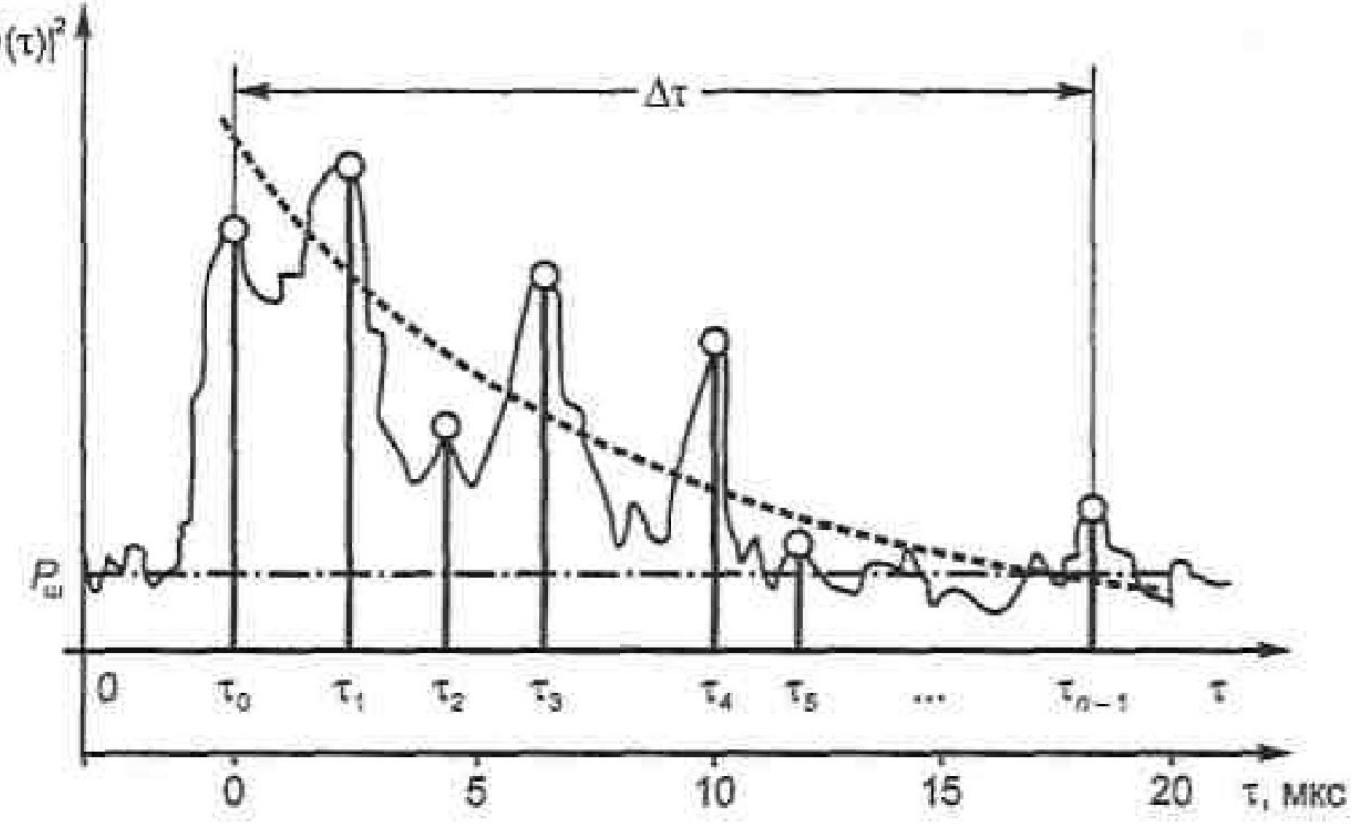


- Такое графическое представление импульсной характеристики иллюстрирует рассеяние мощности принимаемого сигнала по времени в многолучевом канале. Эффект рассеяния обусловливает существенные ограничения на достижимое качество передачи информации по многолучевому каналу и приводит к необходимости заметного усложнения алгоритмов демодуляции принимаемого сигнала в приемнике. Опыт построения систем передачи информации по многолучевым каналам позволил установить наличие зависимости многих важных показателей качества систем передачи от некоторых обобщенных параметров импульсной характеристики каналов. Одним из наиболее важных таких параметров является расширение задержки , который можно определить как интервал времени между первым и последним лучом импульсной характеристики канала. Однако в действительности такое определение оказывается мало полезным по следующим причинам. Так как с ростом времени задержки луча увеличивается длина пути, по которому распространяется соответствующая радиоволна, то мощность сигналов лучей в среднем ; однако эта зависимость статистическая, поскольку потери распространения вдоль конкретного пути существенно зависят от наличия препятствий на данном пути. Не редки случаи, когда мощность первого принимаемого луча, прошедшего по кратчайшему пути, не является максимальной (имеет место при отсутствии прямой видимости между антеннами передатчика и приемника и наличии сильных отраженных лучей). Импульсная характеристика канала передачи существенно зависит от взаимного положения передатчика и приемника на местности и может существенно изменяться при их перемещении. Не всегда можно достаточно легко указать число принимаемых лучей и выделить луч с максимальной задержкой, поскольку число лучей может быть очень большим, а мощность многих из них может оказаться сравнимой или даже меньше мощности собственного шума приемника

- Так как с ростом времени задержки луча увеличивается длина пути, по которому распространяется соответствующая радиоволна, то мощность сигналов лучей в среднем ; однако эта зависимость статистическая, поскольку потери распространения вдоль конкретного пути существенно зависят от наличия препятствий на данном пути. Не редки случаи, когда мощность первого принимаемого луча, прошедшего по кратчайшему пути, не является максимальной (имеет место при отсутствии прямой видимости между антеннами передатчика и приемника и наличии сильных отраженных лучей). Импульсная характеристика канала передачи существенно зависит от взаимного положения передатчика и приемника на местности и может существенно изменяться при их перемещении. Не всегда можно достаточно легко указать число принимаемых лучей и выделить луч с максимальной задержкой, поскольку число лучей может быть очень большим, а мощность многих из них может оказаться сравнимой или даже меньше мощности собственного шума приемника

- Кроме того, приведен пример так называемой *дискретной многолучевости,* когда соседние лучи имеют конечную разность хода . В реальных радиоканалах нередки случаи, когда импульсная характеристика канала не является дискретной. На рис. приведен график такой импульсной характеристики, который присущ интенсивной городской застройке. При изменении взаимного положения передатчика и приемника импульсная характеристика канала существенно изменяется, так что ее приходится рассматривать как случайный процесс. Следовательно, ее свойства можно характеризовать только статистическими числовыми параметрами.
- Импульсная характеристика радиоканала является откликом канала на такое входное воздействие. При разработке современных систем передачи информации по многолучевым каналам ограничиваются дискретными моделями многолучевости. При любом числе обрабатываемых в приемнике лучей выбирают дискретные лучи с наибольшей мощностью принимаемого сигнала . Испытания таких систем также проводят при использовании дискретных моделей радиоканалов. Например, системы стандарта GSM-900 должны испытываться при дискретных моделях многолучевости радиоканалов.

Импульсная характеристика радиоканала в городской застройке



- Представление широкополосного многолучевого канала с помощью импульсного отклика эквивалентно моделированию канала соответствующим линейным фильтром. Импульсный отклик содержит полное описание фильтра, достаточное для решения любых задач, в которых такой фильтр фигурирует. В частности, могут быть решены задачи анализа качества системы передачи по такому каналу при фиксированной структуре приемника или синтеза оптимальных алгоритмов выделения полезной информации из процессов, наблюдаемых на выходе таких каналов.
- Представление для импульсной характеристики радиоканала справедливо только для узкого класса реальных радиоканалов, которые называются *каналами с постоянными параметрами,* или инвариантными во времени каналами. В действительности большая часть реальных радиоканалов не являются таковыми, поскольку их импульсная характеристика изменяется во времени.

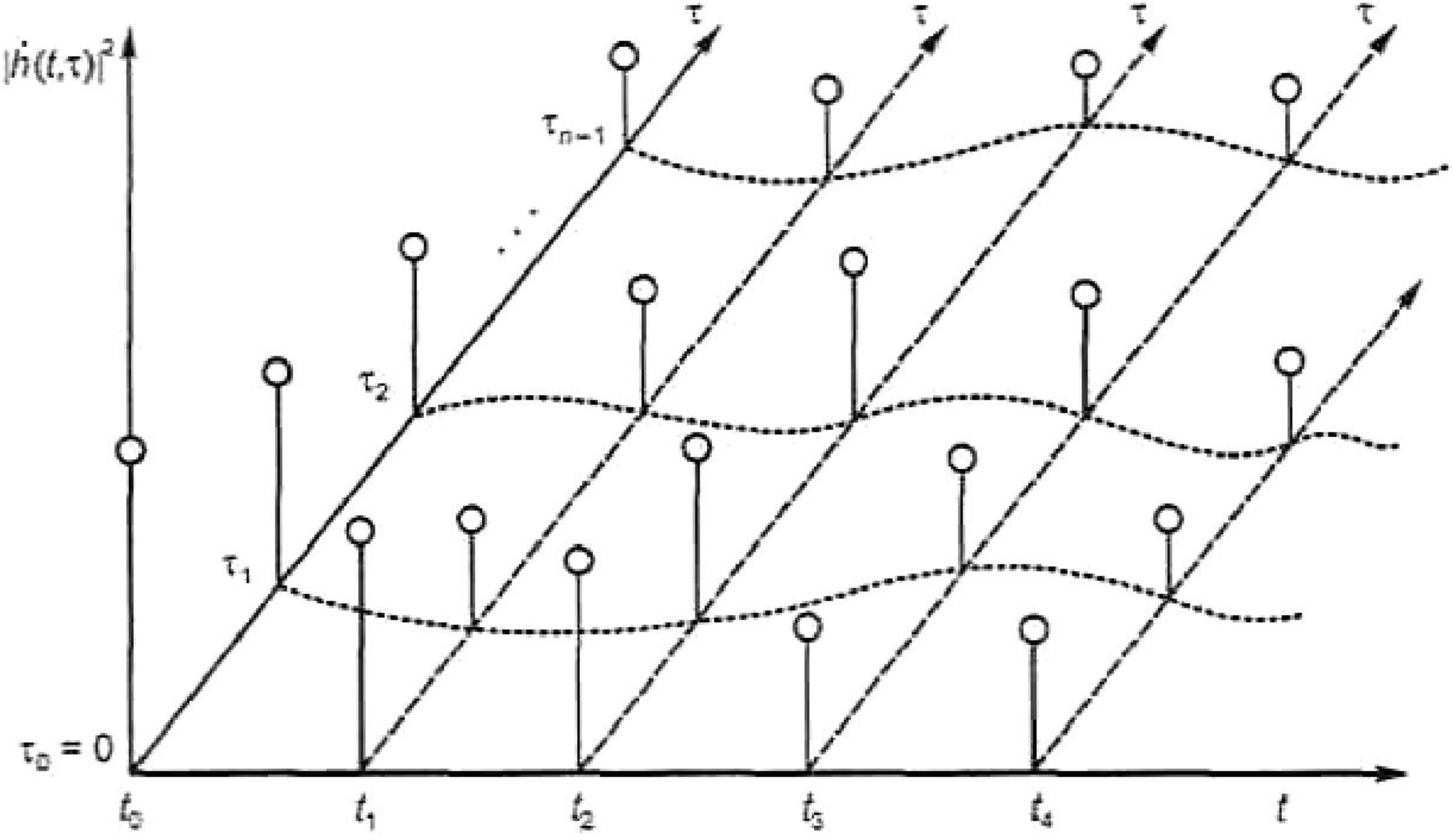
- Импульсная характеристика

$$\dot{h}(t,\tau) = \sum_{i=0}^{n-1} \dot{k}_i(t)\delta(\tau - \tau_i(t))$$

оказывается функцией двух аргументов

- Параметры импульсной характеристики реального радиоканала изменяется во времени по многим причинам. Примером наиболее очевидной и наиболее часто имеющей место причиной является изменение взаимного положения на местности передатчика и приемника в системах связи с подвижными объектами, поскольку существенно изменяются пути распространения радиоволн. Как правило, эти изменения значительно медленнее, по сравнению с изменениями значений комплексной огибающей полезного сигнала, обусловленными модуляцией. Поэтому на интервале времени, длительность которого равна суммарной длительности десятков или даже сотен канальных символов, значения параметров импульсной характеристики можно приближенно считать постоянными*. Следует отметить, что в реальных условиях некоторые лучи могут исчезать, могут появляться новые лучи; это означает, что коэффициенты k (t') могут принимать нулевые значения (число лучей n уменьшается) либо значение параметра n может увеличиваться.

Пример модели импульсной характеристики многолучевого радиоканала с переменными параметрами



Здесь в качестве начала отсчета значений переменной τ принято значение 0 τ времени распространения прямого луча**; штриховыми линиями изображены возможные мгновенные значения параметров τ1, τ2, … , τn-1; в момент времени τ3 третий луч исчез. В общем случае изменения параметров импульсной характеристики приходится рассматривать как случайные, так что функции *τi (t)*, *i* = 1, 2, ... Необходимо рассматривать как случайные процессы.

- Иногда удобно к каналу относить не только среду распространения между антеннами передатчика и приемника, но и их полосовые фильтры: формирующий фильтр основной полосы передатчика и согласованный фильтр приемника. Канал оказывается узкополосным. В общем случае импульсная характеристика такого канала с постоянными параметрами имеет следующее представление:

$$h(\tau) = h_0(\tau)\cos[2\pi f_0\tau + \psi(\tau)], 0 \le \tau < \infty,$$

где $h_0(\tau)$ — огибающая импульсной характеристики. Для описания такой импульсной характеристики удобно ввести комплексную огибающую по аналогии с комплексной огибающей узкополосного сигнала:

$$\dot{h}(\tau) = h(\tau)\exp\{j\psi(\tau)\}, 0 \le \tau < \infty.$$

Если канал не является инвариантным по времени, то используют более сложную функцию

$$\dot{h}(t,\tau) = h(t,\tau)\exp\{j\psi(t,\tau)\},$$

в которой и огибающая, и угловая модуляция отклика зависят от времени. Соответствующая дискретная модель может быть представлена выражением

$$\dot{h}(t,\tau) = \sum_{i=0}^{n-1} h_i(t,\tau)\exp\{j[2\pi f_0\tau_i(t) + \theta_i(t,\tau)]\}\delta[\tau - \tau_i(t)],$$

где $h_i(t,\tau)$ и $\tau_i(t)$ — вещественные функции, определяющие огибающую и время задержки i-го луча в момент времени t; фазовый множитель $\psi(t,\tau) = 2\pi f_0\tau_i(t) + \theta_i(t,\tau)$ характеризует смещение фазы, обусловленное дополнительной задержкой i-го луча при распространении и изменением фазы в канале.

Мощность сигнала на выходе многолучевого канала

Приведем соотношения, определяющие мощность сигнала, принимаемого приемником на выходе многолучевого канала, для которого используем дискретную модель , для случая, когда передатчик излучает немодулированное несущее колебание с комплексной огибающей $\dot{a}(t) = 2$. Средняя по времени мощность такого сигнала равна единице. Комплексная огибающая сигнала на выходе канала

$$\dot{r}(t) = \int_{-\infty}^{t} \dot{h}(t,\tau)\dot{a}(t-\tau)d\tau = 2\sum_{i=0}^{n-1} h_i(t,\tau)\exp\{j\psi(t,\tau_i)\}.$$

Мгновенная мощность такого сигнала

$$P(t) = \frac{1}{2}\left|\dot{r}(t)\right|^2 = \frac{1}{2}\left|\sum_{i=0}^{n-1} h_i(t),\tau_i \exp\{j\psi(t,\tau_i)\}\right|^2.$$

Таким образом, при непрерывном излучении передатчиком немодулированного несущего колебания значение огибающей сигнала на выходе канала может быстро и в широком диапазоне изменяться во времени при перемещении передатчика или приемника, приводя к глубоким замираниям.

- Среднее значение мгновенной мощности для любого фиксированного момента времени можно вычислить как математическое ожидание функции $P(t;h,\psi)$ по совместному распределению случайных векторов h и ψ :

$$P_{cp} = M_{h,\psi}[P(t;h,\psi)] = \frac{1}{2} M_{h,\psi}[\sum_{i=0}^{n-1} h_i \exp\{-j\psi_i\}] =$$

$$= \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{n-1} M[h_i^2] + \sum_{i=0}^{n-1} \sum_{j=0,j\neq i}^{n-1} M[h_i h_j] M[\exp\{j(\psi_i - \psi_j)\}] = \frac{1}{2}\sum_{i=0}^{n-1} M[h_i^2].$$

Имитационное моделирование многолучевого канала с рассеянием по частоте и по времени

- В случае проектирования новых систем связи с подвижными объектами и анализе разных вариантов их построения часто используют имитационные модели сигналов на входе приемника, прошедших многолучевой канал, при имитационном моделировании таких систем. Для получения практически полезных результатов необходимо обеспечить адекватность применяемых моделей сигналов реальным принимаемым сигналам в таких системах. Моделирование сигналов, излучаемых передатчиком, не представляет особых трудностей, поскольку воспроизводятся просто те преобразования, которые реализуются в устройствах передатчика (кодирование, формирование спектра, модуляция и т.д.). Более сложной задачей оказывается моделирование тех преобразований сигнала передатчика, которым он подвергается в канале передачи (в радиоканале, при распространении радиоволн, при отражениях и т.д.). Свойства сигналов при этих преобразованиях обычно исследуются экспериментально путем статистической обработки сигналов на входе приемника при специальных тестовых сигналах, излучаемых передатчиком. Поскольку сигналы узкополосные, то исследования проще проводить посредством статистической обработки квадратурных компонент принимаемых сигналов, которые оказываются гауссовскими процессами со спектральной плотностью мощности, сосредоточенной в окрестности нулевой частоты.

- Имитационная модель сигнала на входе приемника должна воспроизводить спектральные и временные характеристики, наиболее близкие к аналогичным характеристикам, получаемым в результате тестовых измерений. Можно получить импульсную характеристику простейшего однолучевого канала с гладкими замираниями, приняв, что *n* = 1. В этом случае комплексная огибающая сигнала на входе приемника представляется просто произведением мгновенных значений комплексной огибающей сигнала на входе канала и коэффициента передачи канала:

$$\dot{v}(t) = \dot{u}(t)\dot{k}(t).$$

Поскольку коэффициент передачи $\dot{k}(t) = k_{д}(t) + jk_{м}(t)$ является комплексным случайным процессом, то экспериментально изучаются свойства двух вещественных процессов — действительной $k_{д}(t)$ и мнимой $k_{м}(t)$ частей этого процесса. В частности, если тестовый сигнал передатчика имеет комплексную огибающую, тождественно равную единице, то реализации комплексной огибающей сигнала на входе приемника с точностью до постоянного множителя совпадают с реализациями коэффициента передачи канала.

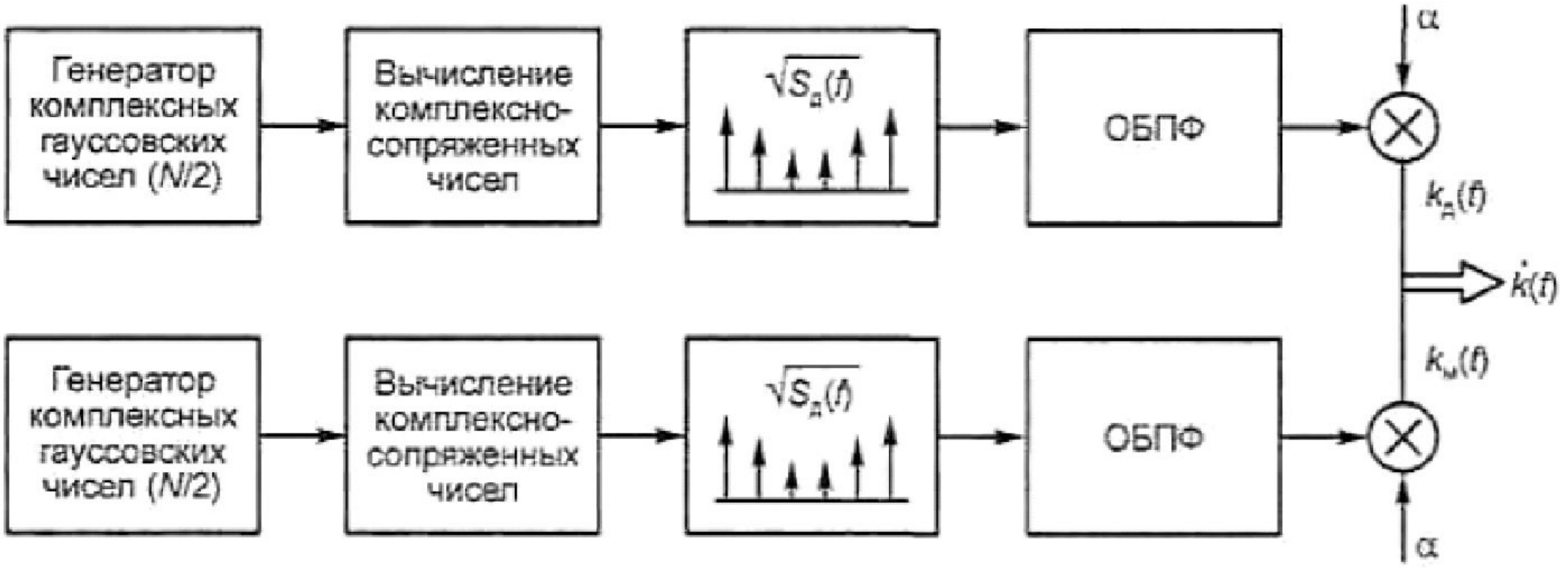
Для каналов с гладкими замираниями многочисленные результаты статистической обработки реализаций процессов $k_{д}(t)$ и $k_{м}(t)$ позволяют принять следующие их вероятностные модели: независимые гауссовские случайные процессы с равными дисперсиями и одинаковыми спектральными плотностями мощности, форма которых совпадает с формой спектральной плотности мощности принимаемого сигнала, но сосредоточенных около нулевой частоты. В частности, если в канале имеет место доплеровское рассеяние мощности сигнала по частоте, то спектральная плотность принимаемого сигнала является доплеровским спектром, в результате квадратурные компоненты $k_{д}(t)$ и $k_{м}(t)$ будут иметь спектральные плотности мощности, соответствующие этому доплеровскому спектру.

Результаты позволяют предложить способ имитационного моделирования радиоканала с аналогичными свойствами с помощью представленной функциональной схемы.

Имитатор канала с гладкими замираниями

Здесь с помощью двух независимых генераторов формируются реализации двух случайных широкополосных гауссовских процессов, каждый из которых имеет равное нулю математическое ожидание и равномерную спектральную плотность мощности в полосе частот, значительно превышающую значение доплеровского расширения спектра. Далее с помощью низкочастотных доплеровских фильтров из этих процессов формируются процессы $k_д(t)$ и $k_м(t)$ с требуемой формой доплеровского спектра.

Цифровой имитатор релеевского канала с гладкими замираниями



обеспечивает формирование реализаций
комплексного коэффициента передачи однолучевого релеевского канала.

На основе функциональной схемы может быть построена простая цифровая имитационная модель канала с гладкими замираниями. Здесь используется генератор комплексных гауссовских случайных чисел для формирования реализаций линейчатых спектров в полосе частот от 0 до $\Delta F_{\partial.\max}$; все числа независимы, имеют равное нулю математическое ожидание и дисперсию, равную единице. Для формирования вещественных реализаций процессов $k_\partial(t)$ и $k_м(t)$ спектральные компоненты с отрицательными частотами в полосе от $-\Delta f_{\partial.\max}$ до 0, получают как комплексно-сопряженные с соответствующими спектральными компонентами с положительными частотами. Обратное дискретное преобразование Фурье от этих реализаций линейчатых комплексных спектров приводит к вещественным реализациям процессов $k_\partial(t)$ и $k_м(t)$ во временной области, которые используются в квадратурных ветвях имитатора.

Для получения необходимой формы спектральной плотности мощности этих процессов

каждая случайная спектральная компонента умножаются на число $\sqrt{S_\partial(f)}$, определяемое значением доплеровского спектра на этой частоте. Для выбора значений доплеровского спектра на границах полосы доплеровского расширения, где функция принимает бесконечно большие значения, можно поступить следующим образом: в предпоследних точках на оси частот, ближайших к частотам $\pm\Delta F_{\partial.\max}$, вычисляется наклон функции , с помощью которого находятся значения усеченного доплеровского спектра на границах полосы.

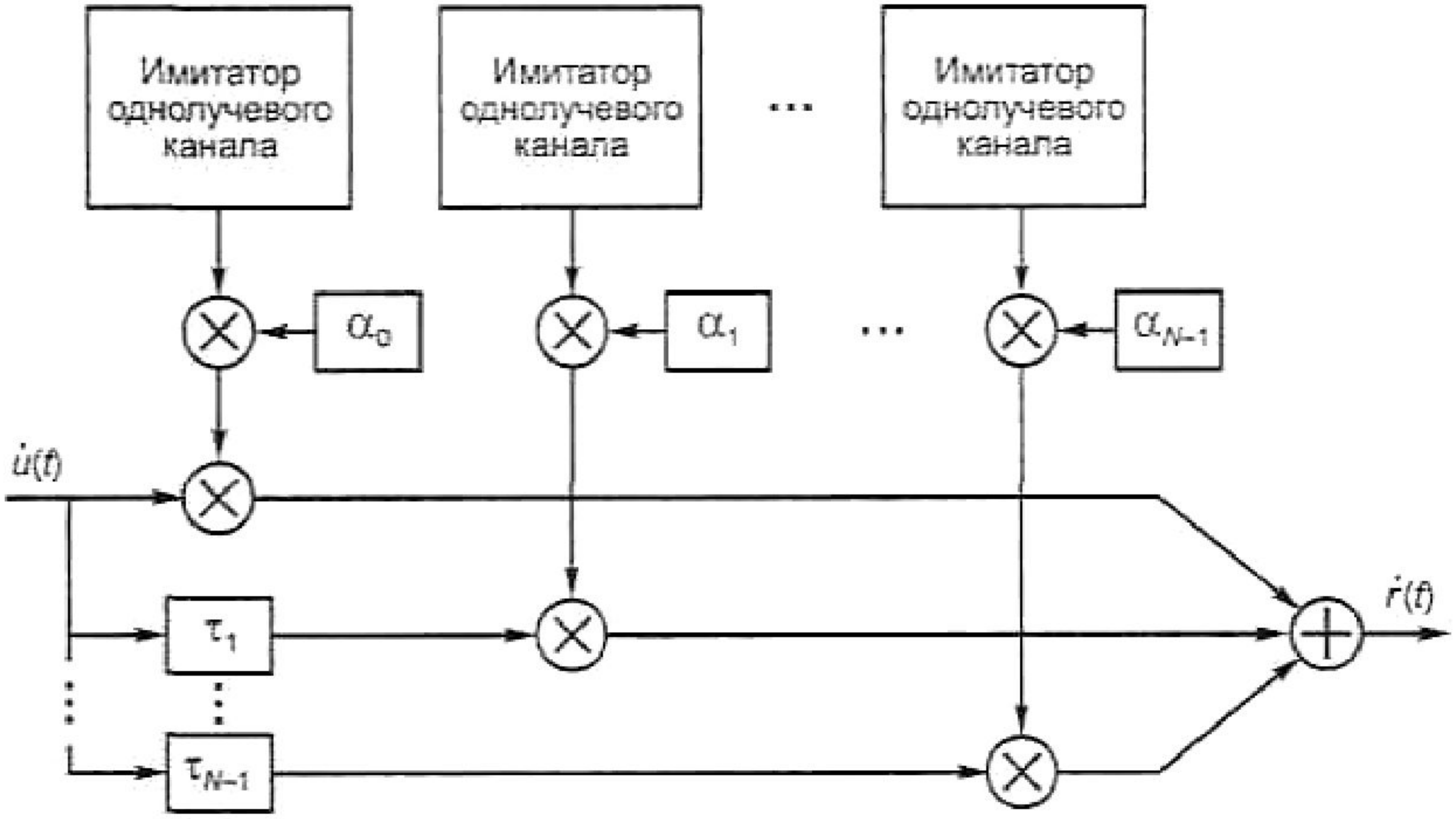
Моделирование с использованием функциональной схемы, реализуется в частотной области на основе комплексного дискретного спектра, длины линий в котором — случайные гауссовские величины. Вещественные реализации процессов $k_{\partial}(t)$ и $k_{м}(t)$ представляют собой ряды Фурье с частотами, эквидистантно расположенными на оси частот в полосе от $-\Delta F_{\partial.\max}$ до $+\Delta F_{\partial.\max}$; коэффициенты этих рядов — комплексно-сопряженные случайные величины. Число дискретных частот N выбирается кратным степени 2 для обеспечения возможности использования быстрых алгоритмов преобразования Фурье. Расстояние между соседними частотами $\Delta f = 2\Delta F_{\partial.\max}/(N-1)$, что позволяет моделировать реализации комплексного коэффициента передачи на интервале времени $T = 1/(\Delta f)$. Число комплексных случайных чисел, необходимое для моделирования одной реализации процесса, равно N. Число отсчетов этой реализации во временной области равно N. а интервал времени между соседними отсчетами $\Delta t = T/(N-1) = 1/(\Delta f(N-1))$.

При достаточно большом значении N можно принять, что процессы $k_{\partial}(t)$ и $k_{м}(t)$ являются независимыми гауссовскими с математическими ожиданиями, равными нулю. Ковариационные функции таких процессов полностью определяются формой доплеровского спектра. Можно показать, что одномерная плотность вероятности модуля $|\dot{k}(t)|$ коэффициента передачи этой модели канала является релеевской с параметром

$$\sigma^2 = \sum_{i=-N/2}^{N/2} S_{\partial}(f_i).$$

Более удобно параметры имитатора выбрать таким образом, чтобы дисперсии процессов $k_{\partial}(t)$ и $k_{м}(t)$ были равны единице. В этом случае параметр также должен быть равен единице. Требуемое в каждом частном эксперименте значение параметра σ^2, определяющее среднее значение уровня сигнала на выходе канала (на входе приемника) можно получить умножением сформированных реализаций этих процессов на коэффициент $\alpha = \sigma$.

Цифровой имитатор многолучевого релеевского канала с гладкими замираниями



- Если одна из спектральных компонент имеет заметно большее значение по сравнению с остальными, а соответствующий этой частоте коэффициент ряда Фурье отличен от нуля и не является случайной величиной, то распределение огибающей соответствующего луча изменяется, переходя от распределения Релея к распределению Раиса. Данный факт можно использовать для изменения распределений огибающих отдельных лучей многолучевого канала. Если один из имитаторов однолучевого канала заменить генератором константы, то соответствующий канал можно рассматривать как имитатор прямого луча, не подверженного замираниям.

Плотность Релея-Райса :

$$w(z|\nu) = \frac{z}{\sigma_R^2} \exp\left[-\frac{z^2+\nu^2}{2\sigma_R^2}\right] I_0\left(\frac{z\nu}{\sigma_R^2}\right).$$

Если учесть, что огибающая прямого луча с учетом дождя представляет собой логарифмически гауссовскую случайную величину , то можно найти безусловную плотность для одномерного распределения огибающей сигнала

$$w_Z(z) = \frac{z}{\sigma_R^2 \sqrt{2\pi}\sigma_V} \int_0^\infty \frac{1}{\nu} \exp\left[-\frac{(\ln\nu - m_V)^2}{2\sigma_V^2} - \frac{z^2+\nu^2}{2\sigma_R^2}\right] I_0\left(\frac{z\nu}{\sigma_R^2}\right) d\nu.$$

МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ РАБОТЫ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ ПО МНОГОЛУЧЕВЫМ КАНАЛАМ

- Формирование OFDM-радиосигнала