УДК 621.3
DOI: 10.15587/1729-4061.2018.152713

Разработка методов повышения помехоустойчивости мобильных сетей пятого поколения на базе многопозиционных сигналов

В. Б. Толубко, Л. Н. Беркман, Е. В. Гаврилко, О. В. Барабаш, А. А. Кильменинов

Досліджено технології побудови мобільних мереж 5 G, які повинні забезпечити умови створення ультращільних мереж для отримання високоякісних послуг. Зроблена формалізована постановка задачі синтезу оптимального сигналу за умовами відносної інваріантності до адитивної перешкоди. Розроблено метод оптимізації параметрів сигналу за середньоквадратичним критерієм. Запропоновано рішення задачі оптимізації методами нелінійного програмування. Показано, що рішення цього завдання дозволяє знайти сигнал із заданими параметрами, інваріантний до детермінованих перешкод.

Розроблено метод оптимізації параметрів сигналу за рівномірним критерієм. Метод базується на визначенні сукупності коефіцієнтів розкладання сигналу, при яких максимум модуля вихідного сигналу демодулятора, взятий за всіма значеннями випадкового параметра, мінімальний. Запропоновано рішення задачі методами лінійного програмування. Використання методу дає можливість підвищити завадостійкість в системі передачі даних та збільшити швидкість передачі інформації в каналі зв'язку.

Проведено синтез оптимального сигналу по відношенню до адитивної перешкоди. Даний сигнал дозволяє забезпечити в системі максимально можливу завадостійкість. Розглянуто діскретнорізницеве перетворення, що має універсальну властивість інваріантності щодо широкого класу перешкод.

Показано, що досягнення абсолютної або відносної інваріантності та доцільність застосування одного з перерахованих методів залежить від характеристик перешкоди, ступеня апріорної визначеності, а також можливості організації зворотного каналу зв'язку. Результати моделювання показали, що запропоновані в статті методи формування інваріантного сигналу дозволяють підвищити стійкість системи в каналі зв'язку на 5–7 дБ. Впровадження розроблених методів дасть можливість збільшити швидкість переданої інформації на 30 % за умови забезпечення заданої достовірності передачі даних. Забезпечення інваріантності системи передачі інформації дозволить створити ультращільні мережі п'ятого покоління

Ключові слова: стійкість мереж, адитивна перешкода, оптимальний сигнал, квазідетермінована перешкода

1. Введение

В современных сетях связи все большее внимание при передаче информации уделяется созданию систем, способных обеспечивать заданную вероятность передачи информации при изменении условий в канале связи. Данные условия обычно вызваны различными воздействиями и помехами.

Рассматриваемые системы отличаются друг от друга назначением, принципом построения и обладают одним общим свойством – нечувствительностью к различным помехам. Это вызывает необходимость обеспечивать нечувствительность к помехам современных мобильных сетей 5 G.

Технологии мобильных сетей 5 G создадут условия для более высокой пропускной способности по сравнению с технологиями 4 G. Это позволит обеспечить большую доступность широкополосной мобильной связи, организовать сверхнадежные масштабируемые системы коммуникации между устройствами, обеспечить меньшее время задержки, экономию энергии батарей и другие. Все перечисленные факторы благоприятно скажутся на развитии технологии Интернет вещей.

Для обеспечения скорости передачи данных по радиоканалу 1 Гбит/с для каждого абонента потребуется модернизация не только базовых станций, мобильных устройств абонентов, но и методов формирования и обработки многопозиционных сигналов. При реализации скорости передачи информации близкой к пропускной способности канала связи необходимо обеспечить инвариантность системы к различным видам помех, характерных для каналов связи.

В последнее время понятие инвариантности все чаще используется в технических науках для определения свойства устойчивости, нечувствительности систем передачи информации к случайным изменениям их параметров, к различным мешающим воздействиям. Под инвариантностью понимается способность системы автоматического регулирования противостоять мешающим воздействиям. В роли инварианта выступает величина управляющего воздействия по одной из координат. Подтверждением этого являются труды [1, 2]. Если управление по одной из координат не зависит от мешающего воздействия, то система автоматического регулирования называется инвариантной. В системах автоматического регулирования мешающие воздействия и управляющие сигналы пространственно разнесены. Это позволяет измерять мешающее воздействие и применять всевозможные компенсационные методы реализации инвариантности. В системах передачи информации полезный сигнал и помеха действуют в одной и той же точке и, как правило, принципиально не могут быть полностью разделены, иначе проблема борьбы с помехой и не существовала бы. В системах передачи информации всегда имеется смесь сигнала с помехой. Вследствие этого в системах передачи информации невозможно или затруднительно использовать компенсационные методы подавления помех. Поэтому проблема инвариантности решается методом формирования многопозиционного сигнала. Предлагаемые методы позволяют увеличить скорость передачи информации в два раза (при условии инвариантности важнейшего показателя помехоустойчивости – вероятности ошибки). Таким образом, при внедрении технологии 5 G важнейшей научной задачей является формирование сигнала, обеспечивающего максимальную помехоустойчивость системы к действиям помех.

Исходя из вышесказанного, в современных условиях развития технологий сетей связи, актуальными следует считать исследования, направленные на разработку методов синтеза оптимального сигнала по условиям относительной инвариантности к аддитивной помехе.

2. Анализ литературных данных и постановка проблемы

Главной задачей при внедрении 5 G является обеспечение скорости передачи информации близкой к пропускной способности канала. При этом формирование сигнала должно осуществляться таким образом, чтобы при обеспечении заданной помехоустойчивости кратность модуляции увеличивалась и, соответственно, также увеличивалась и скорость передачи информации.

В работе [3] показано, что развитие сетей 5 G будет направлено на создание ультраплотных сетей (UDN) беспроводного доступа с разнородной структурой сот радиусом не более 50 м на основе новых видов сигнально-кодовых конструкций радиосигналов. Данные конструкции будут на порядок превышать спектральную эффективность по сравнению с сетями 4 G и обеспечивать передачу данных со скоростями более 10 Гбит/с. Однако не представлены расчеты, которые определяют помехоустойчивость предложенных систем. Поэтому при данных скоростях передачи информации вероятность ошибки будет значительно превышать допустимые значения.

В работе [4] показано, что повышение спектральной эффективности в сетях 5 G может быть достигнуто за счет применения неортогональных методов доступа (NOMA) и неортогональных сигналов (например, FTN, F-OFDM-сигналов и других). Однако не представлены расчеты мощности межканальных помех, характерные для OFDM сигналов.

В публикации [5] представлена инфраструктура сетей 5 G, которая будет строиться на основе облачных технологий с программно-определяемой сетью. При этом основным методом маршрутизации является коммутация пакетов. Важным критерием качества функционирования сети при этом методе является доля потерянных пакетов из-за ошибок при передаче информации. Таким образом, показатель вероятности ошибок является основным для развития мобильных сетей связи, и, соответственно, предоставления услуг высокого качества. Однако в работе не показаны методы уменьшения вероятности ошибки, позволяющие предоставлять услуги в реальном масштабе времени с заданным качеством.

В работе [6] описаны способы формирования сигналов, позволяющие при увеличении скорости передачи информации улучшить параметры системы по сравнению с технологией 4 G. Представленные методы не обеспечивают заданную достоверность передачи информации.

В [7] предложены методы формирования многомерного сигнала, которые не могут обеспечить модуляцию различной кратности. В работе [8] предлагаются методы эффективного распределения динамических ресурсов в системах OFDMA с помощью алгоритма Packet Firefly. Однако качество каналов передачи информации не позволяет эффективно использовать этот алгоритм, так как доля потерянных пакетов будет более допустимого значения.

В [9] предложен алгоритм оптимального приема с использованием когерентного метода приема. Определено, что в этом случае вероятность ошибки значительно снижается. Вместе с тем, необходимо знать фазу принимаемого сигнала, что часто невозможно при передаче информации в современных радиоканалах.

В работе [10] рассмотрены сети LTE на основе услуг M2M. Показана необходимость межмашинного обмена со скоростью передаваемой информации близкой к пропускной способности канала. Однако не показаны способы формирования сигнала OFDM на передающем устройстве и, соответственно, на принимающем устройстве.

Таким образом, в указанных публикациях предлагаются различные методы формирования сигнала на передаче, методы оптимального приема, позволяющие снизить вероятность ошибки увеличить скорость передачи информации. Однако во всех этих работах помехоустойчивость обеспечивается на основе компенсации помех, характерных для радиоканала. Для достижения скоростей передачи информации близких к пропускной способности канала способы повышения помехоустойчивости являются неэффективными, так как помехи в современных сетях доступа описываются стохастическими законами распределения. Поэтому предлагаемые методы не позволяют обеспечить необходимую скорость на этапе радиодоступа, так как помехи, характерные для этих участков сети, на порядок снижают помехоустойчивость, а, соответственно, и скорость передачи информации.

В таких условиях, принимая во внимание аддитивный характер помехи, на первый план выходит задача формирования структуры сигнала, устойчивого к помехе по различным критериям. Наличие различных противоречивых факторов, описывающих среду распространения, и варьируемых энергетических характеристик сигнала приводит к необходимости решения оптимизационной задачи, искомыми переменными которой являются его параметры.

3. Цель и задачи исследования

Целью работы является исследование возможности синтеза инвариантной системы передачи информации, к определенному классу помех, которая является наиболее эффективной инфраструктурой мобильной сети 5 G.

Для достижения поставленной цели необходимо решение следующих задач:

– формализовать задачу синтеза оптимального сигнала по условиям относительной инвариантности к аддитивной помехе;

– разработать метод оптимизации параметров сигнала по среднеквадратичному и равномерному критериям;

– оценить помехоустойчивость инвариантной системы передачи информации к аддитивной помехе.

4. Формализация задачи синтеза оптимального сигнала по условиям относительной инвариантности к аддитивной помехе

Одним из методов синтеза систем с постоянными параметрами, инвариантных к аддитивной помехе, является метод нахождения оптимального сигнала. В соответствии с этим методом, оператор демодуляции $\Phi_{\text{опт}N}$ выбирается как оптимальный относительно помехи N, а относительная инвариантность к помехе Ξ (если она возможна) достигается выбором сигнала S, которая минимизирует по тем или иным критерием эффект действия помехи на выходе демодулятора. Рассмотрим вопросы синтеза оптимального сигнала более подробно. Напомним, что рассматриваются системы передачи дискретной информации с постоянными параметрами и, следовательно, могут быть инвариантны (абсолютно или относительно) только по отношению к квазидетерминированным помехам.

Квазидетерминированную помеху можно записать в виде детерминированной функции времени со случайными параметрами α, β, γ и другими [11]:

$$\xi = \xi(t, \alpha, \beta, \gamma, \ldots). \tag{1}$$

В простейшем случае, который будет рассматриваться ниже, случайный параметр один:

$$\xi = \xi(\alpha, t). \tag{2}$$

По условию относительной инвариантности для нахождения оптимального сигнала нужно минимизировать величину $\Phi_{\text{опт}N}(S, \xi)$. Таким образом, выполнить синтез оптимального сигнала целесообразно по двум критериям: среднеквадратическому и равномерному.

4. 1. Разработка методов оптимизации по среднеквадратичному и равномерному критериям

Если используется среднеквадратичный критерий минимизации, то задача формулируется следующим образом:

$$J\left[S(t)\right] = \int\limits_{\alpha_1}^{\alpha_2} \left\{ \Phi_{\text{опт } N}\left[S(t), \xi(\alpha, t)\right] \right\}^2 \mathrm{d}\alpha \to \min_{S(t)},$$

где (α_1, α_2) – область изменения параметра α. Оптимальным алгоритмом демодуляции в гауссовом канале есть алгоритм когерентного приема:

$$\Phi_{\text{опт } N}\left[S(t), \xi(\alpha, t)\right] = \int\limits_0^T S(t)\xi(\alpha, t)\mathrm{d}t.$$

Воспользуемся представлением помехи и сигнала в виде разложений по ортонормированным функциям $\varphi_i(t)$:

$$S(t)=\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i \phi_i(t); \tag{3}$$

$$\xi(\alpha,t)=\sum_{i=n_1}^{n_2} b_i(\alpha)\phi_i(t). \tag{4}$$

Тогда

$$\Phi_{\text{опт } N}\left[\left\{a_i\right\},\alpha\right]=\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(\alpha)$$

и задача среднеквадратичной минимизации запишется в виде

$$J\left[\left\{a_i\right\}\right]=\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}\left[\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(\alpha)\right]^2 \mathrm{d}a=\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i^2\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} b_i^2(\alpha)\mathrm{d}\alpha+\sum_{\substack{j,i=n_1 \\ i\neq j}}^{n_2} a_i a_j\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} b_i(\alpha)b_j(\alpha)\mathrm{d}\alpha.$$

Обозначим:

$$c_i=\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} b_i^2(\alpha)\mathrm{d}\alpha=\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}\left[\int_0^T \xi(\alpha,t)\phi_i(t)dt\right]^2 \mathrm{d}\alpha; \tag{5}$$

$$c_{ij}=\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} b_i(\alpha)b_j(\alpha)\mathrm{d}\alpha=\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}\left[\int_0^T \xi(\alpha,t)\phi_i(t)\mathrm{d}t\int_0^T \xi(\alpha,t)\phi_j(t)\mathrm{d}t\right]\mathrm{d}\alpha. \tag{6}$$

Коэффициенты c_i и c_{ij} могут быть вычислены заранее, если квазидетерминованная помеха задана в виде (2).

Таким образом, с учетом естественного ограничения на энергию сигнала получаем:

$$J\left[\left\{a_i\right\}\right]=\sum_{i=n_1}^{n_2} c_i a_i^2+\sum_{i=n_1}^{n_2}\sum_{\substack{j=n_1 \\ i\neq j}}^{n_2} c_{ij}a_i a_j \to \min_{\left\{a_i\right\}}; \tag{7}$$

$$\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i^2=A. \tag{8}$$

То есть необходимо найти такую совокупность коэффициентов α_i, удовлетворяющих условию (8), при котором сумма (7) достигает минимума.

Данная задача в формулировке (7), (8) относится к классу задач нелинейного программирования. Одним из методов ее решения является сведение к определенной системе уравнений. Приведем соответствующие преобразования. Перенумеруем для простоты записи индексы в переменных и коэффициентов функции J: нумерацию от n_1 до n_2 заменим нумерацией от 1 до K, где $K=n_2–n_1+1$. Тогда:

$$J\left[\left\{a_i\right\}\right] = \sum_{i=1}^{K} c_i a_i^2 + \sum_{i=1}^{K} \sum_{\substack{j=1 \\ i\neq j}}^{K} c_{ij} a_i a_j; \tag{9}$$

$$\sum_{i=1}^{K} a_i^2 = A. \tag{10}$$

Найдем частные производные функции (9) по всем переменным:

$$\begin{aligned}
&\frac{\partial J}{\partial a_1} = 2c_1 a_1 + 2\sum_{j\neq 1} c_{1j} a_j;\\
&\frac{\partial J}{\partial a_2} = 2c_2 a_2 + 2\sum_{j\neq 2} c_{2j} a_j;\\
&\quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&\frac{\partial J}{\partial a_1} = 2c_K a_K + 2\sum_{j\neq K} c_{Kj} a_j.
\end{aligned}$$

Приравняв частные производные к нулю, получаем следующую систему линейных уравнений:

$$\left.\begin{aligned}
&c_1 a_1 + \sum_{j\neq 1} c_{1j} a_j = 0;\\
&c_2 a_2 + \sum_{j\neq 2} c_{2j} a_j = 0;\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\
&c_K a_K + \sum_{j\neq K} c_{Kj} a_j = 0.
\end{aligned}\right\} \tag{11}$$

Она имеет ненулевые решения только в том случае, если определитель системы D равен нулю:

$$D=\begin{vmatrix} c_1 & c_{12} & c_{13} & \cdots & c_{1K} \\ c_2 & c_{21} & c_{23} & \cdots & c_{2K} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ c_K & c_{K1} & c_{K2} & \cdots & c_{K(K-1)} \end{vmatrix}=0.$$

В результате решения системы линейных уравнений (11) можно получить точку экстремума функции (9). Если этот экстремум является минимумом, то задача может считаться решенной.

Отметим, что ограничивающие условие (10) в данном случае несущественно. Действительно, пусть совокупность a_1^*, a_2^*, a_K^* является некоторым ненулевым решением системы (11) таким, что

$$\sum_{i=1}^{K}\left(a_i^*\right)^2 = B \neq A.$$

Обозначим $A/B=r^2$. Очевидно, что $ra_1^*, ra_2^*, ..., ra_K^*$ также является решением системы (11), но это решение удовлетворяет условие (10), поскольку

$$\sum_{i=1}^{K}(ra_i^*)^2 = r^2\sum_{i=1}^{K}(a_i^*)^2 = r^2B = A.$$

Таким образом, решением задачи синтеза сигнала $\{\alpha_i\}$ является любое ненулевое решение системы (10), если только соответствующий экстремум является минимумом.

Существование решения системы (11) является необходимым, но не достаточным условием определения минимума функции (9). Во-первых, полученное решение системы может дать не минимум, а максимум, а, во-вторых, полученный минимум может быть локальным. Для окончательного решения задачи необходимо использовать достаточные условия существования экстремума функции многих переменных. Также нужно выполнить непосредственную подстановку всех полученных решений в выражение (9) и определить именно тот минимум, который обеспечивает наименьшее значение величины J.

Отметим, что число членов в суммах выражения (9), а следовательно, и порядок подлежащий решению системы линейных уравнений (10) равны базе искомого сигнала $K=2\Delta f \cdot T$, где Δf – ширина спектра сигнала. Число же надлежащих вычислению по формулам (5) и (6) коэффициентов уравнений равно квадрату базы сигнала. Для достижения относительной инвариантности системы к квазидетерминированной помехи необходимо использовать достаточно сложный сигнал с базой, равной, по крайней мере, нескольким десяткам. Решение соответствующей системы уравнений возможно только численными методами с использованием вычислительной техники.

Таким образом, при решении данной задачи мы сталкиваемся с обычным противоречием: чем сложнее оптимальный сигнал, тем лучше выполняются условия инвариантности, но тем труднее его поиски современными вычислительными методами. Это противоречие не всегда удается решить.

В этом методе синтеза оптимального сигнала предполагалось, что параметр помехи α распределен равномерно на интервале (α_1, α_2), так как никакому значению α не отдавалось предпочтение. Если рассматривать общий случай, то α имеет некоторое произвольное распределение. Обозначим соответствующую плотность вероятности $W(\alpha)$. Тогда необходимо минимизировать функционал

$$J\left[S(t)\right]=\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}\left\{\Phi_{\textit{опт}\mathrm{N}}\left[S(t),\xi(\alpha,t)\right]\right\}^2 W(\alpha)\mathrm{d}\alpha.$$

Если представить искомый сигнал в виде разложения (3), (4), то получим:

$$J=\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}\left[\sum_{i=1}^{K}a_i b_i(\alpha)\right]^2 W(\alpha)\mathrm{d}\alpha=$$

$$=\sum_{i=1}^{K}a_i^2\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}b_i^2(\alpha)W(\alpha)\mathrm{d}a+$$

$$+\sum_{i=1}^{K}\sum_{j=1}^{K}a_i a_j\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}b_i(\alpha)b_i(\alpha)W(\alpha)\mathrm{d}\alpha.$$

Введем обозначения:

$$c_i^*=\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}b_i^2(\alpha)W(\alpha)\mathrm{d}\alpha,$$

$$c_{ij}^*=\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}b_i(\alpha)b_i(\alpha)W(\alpha)\mathrm{d}\alpha$$

Тогда получаем:

$$J=\sum_{i=1}^{K}c_i^* a_i^2+\sum_{i=1}^{K}\sum_{\substack{j=1\\ i\neq j}}^{K}c_{ij}^* a_i a_j\to\min_{\{a_i\}}.$$

Таким образом, с учетом распределения случайного параметра помехи α задача сводится к минимизации функции, аналогичной (9), которая отличается от нее только коэффициентами.

Рассмотренный метод нахождения оптимального сигнала не является единственным. Поскольку задача сводится к поиску экстремума функции многих переменных, то ее можно решить с помощью различных методов поиска экстремума.

В случае метода оптимизации по равномерному критерию задача синтеза оптимального сигнала имеет вид:

$$\max_{\alpha}\left|\Phi_{\text{опт}\,N}\left[S(t),\,\xi(\alpha,t)\right]\right| \to \min_{S(t)}, \tag{12}$$

где $S(t)$ – искомый сигнал, а $\xi(\alpha,\, t)$ – квазидетерминированая помеха с одним случайным параметром, изменяется в интервале $(\alpha_1,\, \alpha_2)$.

Используя, как и раньше, разложения сигнала и помехи (3) и (4), из равенства (12) получим

$$\max_{\alpha_1\le\alpha\le\alpha_2}\left|\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(\alpha)\right| \to \min_{\{a_i\}}. \tag{13}$$

Таким образом, задача сводится к нахождению вектора $\{\alpha_i\}$ с компонентами, которые удовлетворяют условию

$$\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i^2 = A, \tag{14}$$

такого, что максимум модуля выходного сигнала демодулятора, взятый по всем значениям случайного параметра α, минимальный. Задачу (13) можно решить методом линейного программирования, заменив условие (14) любым линейным эквивалентом.

Выполним преобразования, которые приводят данную задачу к стандартному виду задачи линейного программирования. Введем переменную x, которая удовлетворяет условию $x \ge \left|\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(\alpha)\right|$. Поскольку x не может превзойти величину $\left|\sum a_i b_i(\alpha)\right|$, то минимальное значение x, очевидно, равно максимуму этой величины. То есть, $\min x = \max\left|\sum a_i b_i(\alpha)\right|$, причем максимум берется по переменной α при фиксированных α_i.

Тогда задачу (13) можно заменить эквивалентной в виде:

$$\text{найти } \min x, \tag{15}$$

$$x \ge \left| \sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(\alpha) \right|. \qquad (16)$$

Данная задача формулируется следующим образом: найти совокупность коэффициентов разложения сигналов $\{\alpha_i\}$ таких, что переменная x, не меньше $\left|\sum a_i b_i(\alpha)\right|$, принимает минимальное возможное значение при изменении α в интервале (α_1, α_2).

Для приведения задачи (15), (16) к виду задачи линейного программирования необходимо освободиться от операции нахождения абсолютного значения функции, и заменить функцию от переменной α совокупностью чисел.

С этой целью, необходимо заменить неравенство (16) двумя:

$$x \ge \sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(\alpha), \;\; x \le -\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(\alpha).$$

Затем следует заменить каждое из последних неравенств системой неравенств, для отсчетов функций $b_i(\alpha)$ в точках $\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_j, \ldots, \alpha_n$, равномерно распределенных на интервале (α_1, α_2). Получим:

$$\text{найти } \min x, \qquad (17)$$

$$x \ge \sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(a_j); \qquad (18)$$

$$x \le -\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i b_i(a_j), \qquad (19)$$

$$i = n_1, n_1+1, \ldots, n_2; \;\; j = 1, 2, \ldots, n. \qquad (20)$$

Размерность полученной задачи линейного программирования определяется числом членов в разложении искомого сигнала $K=n_2-n_1+1$ и числом неравенств в системе ограничений (18), (19), которых должно быть $2n$. При синтезе сигнала средней сложности величины K и $2n$ имеют порядок нескольких десятков.

Сложность решения задач (17)–(20) определяется, однако, и тем, что без учета ограничения (14) можно получить только тривиальное нулевое решение. Поэтому следует ввести некоторое линейное ограничение, которое имеет тот же смысл, что и (14). Конкретная форма этого ограничения зависит от физического содержания решаемой задачи и от вида координатных функций. Если, например, известные знаки искомых коэффициентов, то условие (14) можно заменить линейным ограничением $\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i sign\, a_i = C$. В ряде случаев все коэффициенты по содержанию задачи положительные, тогда используют простые дополнительные ограничения:

$$\left.\begin{aligned} &\sum_{i=n_1}^{n_2} a_i = C, \\ &a_i \geq 0. \end{aligned}\right\}$$

В качестве примера сформулируем задачу синтеза оптимального сигнала для квазидетерминированной помехи, заданной в виде гармонического колебания случайной частотой $\xi(\varepsilon, t)=\sin\alpha t$. Пусть частота помехи изменяется от 300 до 1300 Гц так, что параметр α имеет границы от $2\pi\cdot 300$ до $2\pi\cdot 1300$ рад/с., а продолжительность элемента сигнала равна $T=2\cdot 10^{-2}$ с. В качестве базиса пространства сигнала и помехи выберем совокупность ортонормированных гармонических функций:

$$\phi_i(t) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{T}} \sin \frac{2\pi}{T} it. \tag{21}$$

Если в сигнале и помехе есть составляющие с частотами только от 300 до 1300 Гц, то базис разложения составят функции $S(t)$, $\xi(\alpha, t)$ с индексами от i=6 до i=26, так что сигнал и помеха представляются в виде:

$$S(t) = \sum_{i=6}^{26} \alpha_i \phi_i(t);\ \ \xi(\alpha, t) = \sum_{i=6}^{26} b_i(\alpha) \phi_i(t),$$

где α_i – искомые коэффициенты разложения сигнала;

$$b_i(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{T}} \int_0^T \sin\alpha t \sin\frac{2\pi i}{T} t dt = (-1)^i \sqrt{\frac{T}{2}}\ \frac{i \sin\dfrac{\alpha T}{2}}{(\alpha T)^2 - (2\pi i)^2}. \tag{22}$$

Функция $|b_i(\alpha)|$ представлена на рис. 1.

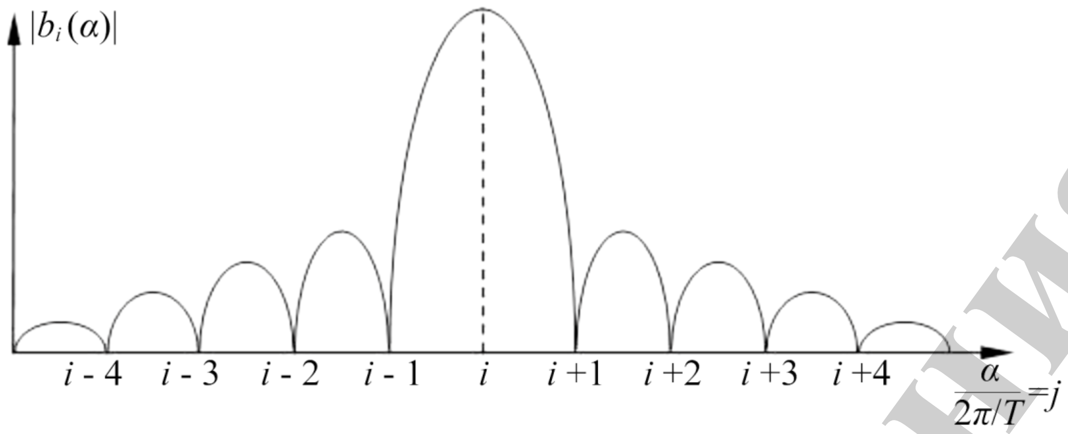

Рис. 1. Зависимость коэффициента разложения сосредоточенной помехи от ее частоты

Наиболее характерными на оси абсцисс есть точки, которые соответствуют максимумам и нулям функции $|b_i(\alpha)|$. Эти точки выберем в качестве отсчетов по переменной α. Очевидно, что соответствующие значения параметра α определяются (в пределах заданного изменения) выражением:

$$\alpha_j = \frac{2\pi}{T}(3 + 0.5j). \tag{23}$$

Подставив (23) в (22), получим:

$$b_i(\alpha_j) = (-1)^i K \frac{i \sin \pi(3 + 0.5j)}{(3 + 0.5j)^2 - i^2},$$

$$K = \frac{\sqrt{T}}{4\sqrt{2}\pi^2}; \quad j = 6, 7, 8, \ldots, 46.$$

Таким образом, задача линейного программирования в данном примере имеет вид:

$$\left.\begin{array}{l} \min x, \\ x \ge \sum\limits_{i=6}^{26} a_i b_i(\alpha_i), \\ x \ge -\sum\limits_{i=6}^{26} a_i b_i(\alpha_i), \\ j = 6, 7, 8, \ldots, 46. \end{array}\right\} \tag{24}$$

В число ограничений сформулированной задачи входит 82 неравенства, каждое из которых содержит сумму, состоящую из 21 члена.

Полученные в результате применения рассмотренных выше способов, оптимальные сигналы могут быть трудно реализуемыми или непригодными по другим причинам, например, из-за большого пикфактора. В этом случае необходимо найти сигнал, близкий по определенным критериям к полученному оптимальному сигналу, который был бы пригоден к практическому использованию. Если, например, задана релейная форма сигнала, при которой он может принимать только два значения 1 и –1, то такой сигнал $S_{\text{рел опт}}(t)$ находится по оптимальному сигналу $S_{\text{опт}}(t)$ на основании правила $S_{\text{рел опт}}(t)=\text{sign}(S_{\text{опт}}(t))$. Такой релейный сигнал является ближайшим к сигналу $S_{\text{опт}}(t)$ из класса релейных сигналов со среднеквадратичным критерием. То есть выполняется равенство:

$$\int_0^T [S_{\text{опт}}(t) - signS_{\text{опт}}]^2 \mathrm{d}t = \min_{S_{\text{рел}}}.$$

Таким образом, разработанный метод оптимизации сигнала по равномерному критерию позволяет синтезировать сигнал, инвариантный к аддитивной помехе. Это даст возможность повысить помехоустойчивость в системе передачи данных и повысить скорость передачи информации в канале связи.

4. 2. Дискретноразностное преобразование в приложении к синтезу инвариантных методов модуляции сигнала

При рассмотрении общих принципов синтеза систем с постоянными параметрами, инвариантных к неаддитивной помехе, указывалось на необходимость нахождения инвариантного к данной помехе метода модуляции сигнала. Эта задача сводится к выбору в качестве информационного параметра сигнала или одного из его определяющих параметров, которые не подлежат действию данной помехе, или некоторого преобразования определяющих параметров, подлежащих действию помехи.

Здесь рассматривается дискретноразностное преобразование, которое имеет универсальное свойство инвариантности относительно широкого класса неаддитивных помех. Дискретноразностное преобразование функции времени $\Theta(t)$ заключается в вычислении разностей отсчетов этой функции в дискретные моменты времени $t_n=t_0+n\Delta t$, (n=1, 2,…). Разница функции $\Theta(t)$ первого порядка, или, как говорят, первая разница в момент времени t_n равна:

$$\Delta_n^1\theta = \theta(t_n) - \theta(t_{n-1}).$$

Разница второго порядка (вторая разница) в момент времени t_n равна:

$$\Delta_n^2\theta = \Delta_n^1\theta - \Delta_{n-1}^1\theta = [\theta(t_n) - \theta(t_{n-1})] -$$
$$-[\theta(t_{n-1}) - \theta(t_{n-2})] = \theta(t_n) - 2\theta(t_{n-2}).$$

Вообще, разница k-го порядка (k-та разница) функции $\Theta(t)$ в момент времени t_n определяется через разницу (k–1)-го порядка по формуле

$$\Delta_n^k\theta = \Delta_n^{k-1}\theta - \Delta_{n-1}^{k-1}\theta.$$

В дальнейшем важны два следующие замечательные свойства дискретноразностного преобразования:

– оно линейное, то есть $\Delta^k(\theta_1 - \theta_2) = \Delta^k\theta_1 + \Delta^k\theta_2$;

– если функция $\Theta(t)$ k раз дифференцируется, и ее k-тая производная тождественно равна нулю, то разница функции k-го порядка также тождественно равна нулю, то есть

$$\Delta^k\theta \equiv 0, \tag{25}$$

если

$$\frac{d^k\theta(t)}{dt^k} \equiv 0.$$

Эти свойства дискретноразностного преобразования позволяют находить методы модуляции, инвариантные к некоторым видам помех. Покажем такую возможность в общем виде. Пусть некоторый j-й параметр λ_j сигнала с учетом влияния помехи ξ представлен в виде:

$$\lambda_{j\xi}(t) = F_j(\xi, \lambda_j) = \lambda_j(t) + \xi_j(t), \tag{26}$$

где $\lambda_j(t)$ – случайная последовательность значений параметра λ_j, отражающей передаваемое сообщение; $\xi_j(t)$ – флуктуация параметра λ_j под влиянием помехи ξ. Составим разность k-го порядка для функции (26):

$$\Delta_n^k\lambda_{j\xi}(t) = \Delta_n^k\lambda_j(t) + \Delta_n^k\xi_j(t).$$

Если все реализации воздействия помехи $\xi_j(t)$ на параметр λ_j такие, что

$$\frac{d^k\xi_j(t)}{dt^k} = 0, \tag{27}$$

то, в силу (25) $\Delta_n^k\xi_j(t) = 0,$ а, следовательно,

$$\Delta_n^k \lambda_j \xi(t) = \Delta_n^k \lambda_j(t).$$

То есть $\Delta_n^k \lambda_j(t) = \mathrm{in\,var}\,\xi$.

Таким образом, если результат воздействия помехи на некоторый определяющий параметр сигнала удовлетворяет условию (27), то разница *k*-го порядка этого параметра абсолютно инвариантна к данной помехе. Вкладывая информацию в *k*-ю разницу определяющего параметра λ_j, получим искомый метод модуляции сигнала, который инвариантен к помехе ξ.

Практическое использование дискретноразностного преобразования осуществляется следующим образом. Передаваемая информация модулирует *k*-ю разницу выбранного определяющего параметра $\Delta^k\lambda_j$. Полученная последовательность *k*-х разниц $\Delta_1^k\lambda_j, \Delta_2^k\lambda_j, ..., \Delta_n^k\lambda_j$ позволяет построить последовательность (*k*–1)-х разниц:

$$\left.\begin{aligned}
&\Delta_1^{k-1}\lambda_j = \Delta_0^{k-1}\lambda_j + \Delta_1^k\lambda_j,\\
&\Delta_0^{k-1}\lambda_j = \Delta_1^{k-1}\lambda_j + \Delta_2^k\lambda_j,\\
&.\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\\
&\Delta_n^{k-1}\lambda_j = \Delta_{n-1}^{k-1}\lambda_j + \Delta_n^k\lambda_j,
\end{aligned}\right\} \tag{28}$$

где $\Delta_0^{k-1}\lambda_j$ – произвольное начальное значение (*k*–1)-й разницы. В свою очередь, полученная последовательность (*k*–1)-х разниц позволяет построить последовательность (*k*–2)-х разниц:

$$\left.\begin{aligned}
&\Delta_1^{k-2}\lambda_j = \Delta_0^{k-2}\lambda_j + \Delta_1^{k-1}\lambda_j = \Delta_0^{k-2}\lambda_j + \Delta_0^{k-1}\lambda_j + \Delta_1^k\lambda_j,\\
&\Delta_2^{k-2}\lambda_j = \Delta_1^{k-2}\lambda_j + \Delta_2^{k-1}\lambda_j,\\
&.\ .\\
&\Delta_n^{k-1}\lambda_j = \Delta_{n-1}^{k-1}\lambda_j + \Delta_n^k\lambda_j,
\end{aligned}\right\} \tag{29}$$

где $\Delta_0^{k-1}\lambda_j$ − произвольное начальное значение (*k*–2)-й разницы.

Продолжая построение последовательностей разниц меньшего порядка, получим в результате последовательность значений самого определяющего λ_j: $\lambda_{j1}, \lambda_{j2},\ldots,\lambda_{jn},\ldots$. Эти значения определяют соответствующие посылки сигнала $S(t, \lambda_{j1})$, $S(t, \lambda_{j2}),\ldots$, $S(t, \lambda_{jn}),\ldots$, передаваемых по каналу связи.

На приемной стороне после демодуляции сигнала определяются значения параметра λ_j: $\lambda_{j1}, \lambda_{j2},\ldots,\lambda_{jn},\ldots$, и выполняется обратная относительно передатчика последовательность операций: вычисляются первые разницы:

$$\left.\begin{aligned}
&\Delta_2^1\lambda_j=\lambda_{j2}-\lambda_{j1},\\
&\Delta_3^1\lambda_j=\lambda_{j3}-\lambda_{j2},\\
&.\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\\
&\Delta_{\mathrm{n}}^1\lambda_j=\lambda_{jn}-\lambda_{j(n-1)},
\end{aligned}\right\}\qquad(30)$$

затем – вторые разницы:

$$\left.\begin{aligned}
&\Delta_3^2\lambda_j=\Delta_3^1\lambda_j-\Delta_2^1\lambda_j,\\
&.\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\\
&\Delta_{\mathrm{n}}^2\lambda_j=\Delta_n^1\lambda_j-\Delta_{n-1}^1\lambda_j,
\end{aligned}\right\}\qquad(31)$$

и так далее до k-х разниц:

$$\left.\begin{aligned}
&\Delta_{k+1}^k\lambda_j=\Delta_{k+1}^{k-1}\lambda_j-\Delta_k^{k-1}\lambda_j,\\
&.\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\ .\\
&\Delta_{\mathrm{n}}^k\lambda_j=\Delta_n^{k-1}\lambda_j-\Delta_{n-1}^{k-1}\lambda_j.
\end{aligned}\right\}\qquad(32)$$

Как видно из формул (32), первым принятым информационным символом является (k+1)-й переданный символ. Это объясняется тем, что при использовании в качестве информационный параметр k-й разницы некоторого определяющего параметра в формировании каждого информационного символа участвуют (k+1) посылок сигнала, и поэтому для вычисления первого значения k-й разницы параметра λ_j необходимо располагать k последовательными значениями этого параметра. Таким образом, первые k символов служат «опорными» для вычисления следующих символов и «теряются» в процессе передачи. Потеря первых k символов являются платой за преимущества дискретноразностного преобразования [12].

Достижения абсолютной инвариантности в системе, использующей дискретноразностное преобразование, возможно при точном выполнении условия (27), что, в свою очередь, возможно, если можно представить в виде степенного полинома k-й степени с случайными, но постоянными на интервале k+1 посылок коэффициентами $\xi_j(t)=\alpha_1 t+\alpha_2 t^2+\ldots+\alpha_k t^k$.

При произвольном законе влияния помехи $\xi_j(t)$ дискретноразностное преобразование может обеспечить только относительную инвариантность. При этом должно выполняться условие:

$$\left|\Delta^k\xi_j(t)\right|<<\left|\Delta^k\lambda_j\right|.\qquad(33)$$

Следует отметить, что для помех, которые медленно изменяются во времени, практически всегда можно найти порядок разницы, для которого выполняется условие относительной инвариантности (33), поскольку разницы отсчетов функций которые медленно изменяются, имеют тенденцию падать с ростом их порядка.

В качестве примера можно рассмотреть функцию:

$$\xi(t) = \sin\frac{2\pi}{T}t. \tag{34}$$

Ни одна из производных этой функции не равна тождественно нулю. Однако, если интервал τ между ее отсчетами гораздо меньше периода T ($\tau << T$), то разницы отсчетов функции оказываются значительно меньше ее максимального значения, равного единице. Причем с ростом порядка разницы их величина быстро уменьшается.

Таким образом, дискретноразностное преобразование составляет теоретическую основу относительных методов модуляции сигнала [13]. В мобильных сетях широко распространены системы с фазоразностной модуляцией (ФРМ), использующие первые разницы параметров сигналов (системы с ФРМ-1). В настоящее время начинается внедрение систем с использованием разниц второго порядка (системы с ФРМ-2).

5. Результаты исследований помехоустойчивости систем с инвариантными методами модуляции

Наибольший практический интерес представляет процесс обеспечения помехоустойчивости автокорреляционных демодуляторов, поскольку только они обеспечивают абсолютную инвариантность к частоте сигнала. Вероятность ошибки при автокорреляционном методе приема является функцией двух параметров: отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности помехи $|E/N_0|$ и базы сигнала $\Delta f \cdot T$. При малых базах расчет помехоустойчивости автокорреляционного демодулятора систем с ФРМ-2 связан с рядом математических проблем, которые пока не удалось полностью преодолеть. Поэтому представляет практический интерес оценка снизу для вероятности ошибки при автокорреляционном приеме, которая асимптотически равна ей, при условии $\Delta f \cdot T \to 1$.

Действительно, при $\Delta f \cdot T = 1$ автокорреляционный приемник вырождается в оптимальный некогерентный, так как сужение полосы пропуска канала до величины $\Delta f = 1/T$ равносильно включению на входе автокоррелятора согласованного фильтра [5]. Поэтому, для расчета помехоустойчивости реальных систем с ФРМ-2 можно использовать выражения, в которых величина $\Delta f \cdot T$ имеет порядок 1–2.

Графики, иллюстрирующие сравнительную помехоустойчивость систем с ФРМ-2 при малых базах сигнала, приведены на рис. 2.

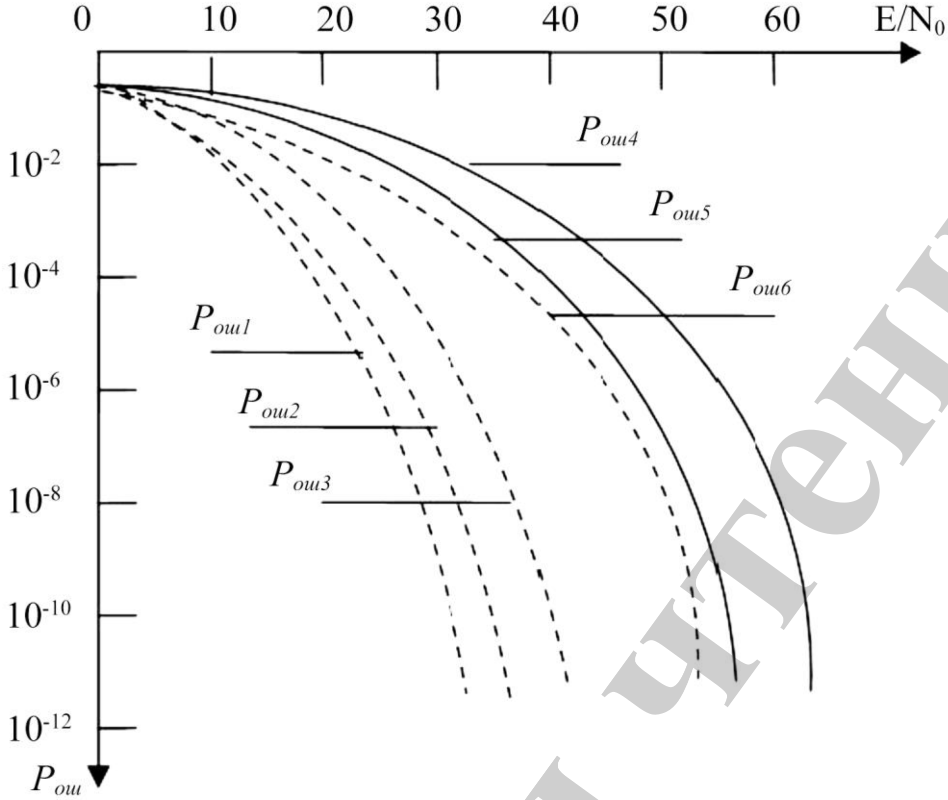

Рис. 2. Сравнительная оценка помехоустойчивости системы с ФРМ-2 при малой базе сигнала: $P_{ош}$ – вероятность ошибки; E/N_0 – отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности помехи

Кривая $|P_{ош5}|$ характеризует помехоустойчивость относительно помехи, инвариантной к частоте сигнала системы с ФРМ-2 с базой $\Delta f \cdot T$, близкой к единице. Кривая $|P_{ош4}|$, построенная по результатам работы [5], характеризует помехоустойчивость системы с частотной модуляцией (ЧМ) при использовании так называемого узкополосного приема по огибающей, который обеспечивает инвариантность системы к изменениям частоты в пределах полосы пропуска частотных фильтров. Другие кривые (пунктирные) на рис. 2. относятся к системам, неинвариантным к частоте сигнала, и приведены для сравнения.

Кривая $|P_{ош1}$ – вероятность ошибки при когерентном приеме сигналов в идеальной системе с ФМ – характеризует предельную помехоустойчивость поэлементного приема в двоичных системах. Кривая $|P_{ош2}|$ соответствует потенциальной помехоустойчивости системы с ФРМ-2 (когерентный прием). Кривая $|P_{ош3}|$ соответствует потенциальной помехоустойчивости системы с ФРМ-2 (некогерентный прием). Кривая $|P_{ош6}|$ характеризует помехоустойчивость оптимального некогерентного приема сигналов с ЧМ.

Как видно, помехоустойчивость ФРМ-2 при малых базах сигнала близка к помехоустойчивости ЧМ при оптимальном некогерентном приеме и вполне определенной частоте сигнала.

Расчет помехоустойчивости автокорреляционного приема сигналов с ФРМ-2 при больших базах может быть упрощен. Это возможно благодаря тому, что в данном случае возможно с достаточной для практики точностью аппроксимировать плотность вероятности случайной величины на выходе демодулятора нормальным законом. Аналогичный анализ автокорреляционного приема сигналов с ФРМ-1 показывает, что уже при $\Delta f \cdot T \geq 10$ результаты точного расчета и расчета с использованием аппроксимации нормальным законом практически совпадают.

Приближенные выражения для вероятности ошибки при автокорреляционном приеме сигналов с ФРМ-2 с большой базой, имеют вид:

$$p_{авт} \approx F\left[\frac{E/N_0}{\sqrt{2}\sqrt{\left(1+\frac{\Delta fT}{2E/N_0}\right)\left(1+\frac{\Delta fT}{2E/N_0}+E/N_0\right)}}\right],$$

$$p_{\text{авт}} \approx 1/2\exp\left[-\frac{E/N_0}{4(1+\Delta fT/2E/N_0)}\right].$$

Сопоставив с выражением для вероятности ошибки при автокорреляционном приеме сигналов с ФРМ-1

$$p_{\text{авт}}(ФРМ-1) \approx F\left[\frac{\sqrt{E/N_0}}{\sqrt{1+\frac{\Delta fT}{2E/N_0}}}\right],$$

можно сделать вывод, что при известной частоте сигнала система с ФРМ-2 примерно в два раза проигрывает системе с ФРМ-1 по мощности.

На рис. 3. приведены кривые помехоустойчивости для систем ФРМ-2 с разной базой $\Delta f \cdot T >> 1$. Для тех же значений базы представлены кривые помехоустойчивости системы с ЧМ при использовании так называемого «широкополосного приема с интегрированием после детектора» [5], рассчитанные по формуле:

$$p(\text{ЧМ}) = F\left[\frac{\sqrt{E/N_0}}{\sqrt{2(1+\frac{\Delta fT}{E/N_0})}}\right].$$

График зависимости $1/2\exp(-E/N_0/4)$, которая определяет нижнюю границу помехоустойчивости автокорреляционных демодуляторов ФРМ-2 при $\Delta f \cdot T >> 1$, приведен на рис. 3. При выполнении условий $2E/N_0 >> \Delta f \cdot T$ и $\Delta f \cdot T >> 1$, по этой зависимости можно достаточно точно определить помехоустойчивость системы [14].

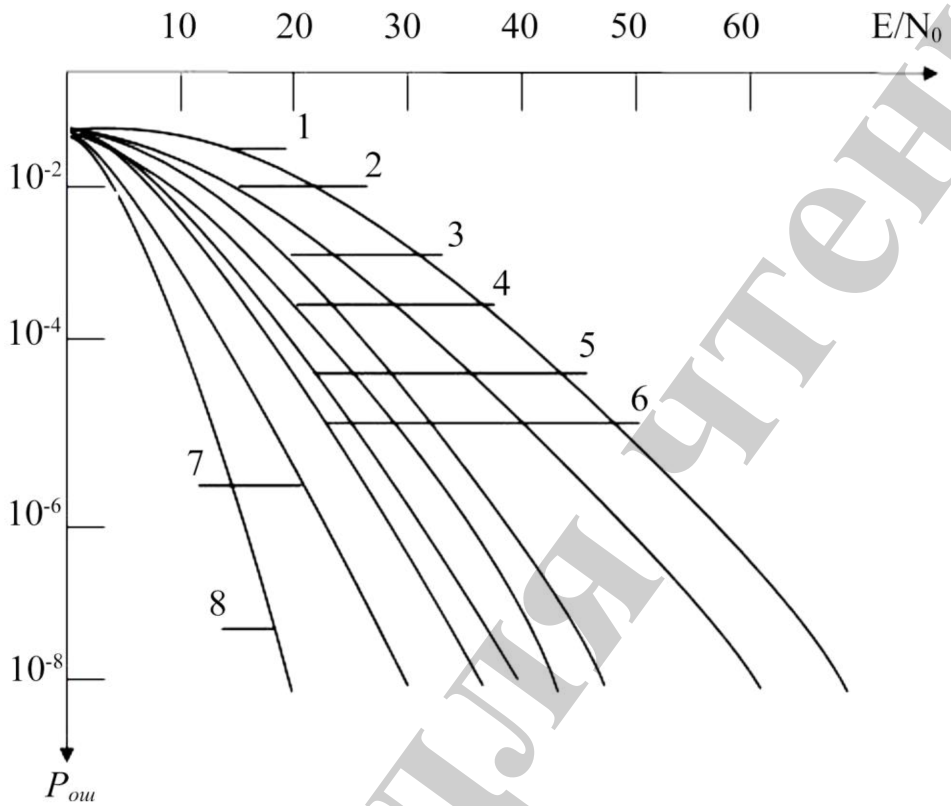

Рис. 3. Сравнительная оценка помехоустойчивости системы с ФРМ-2 при большой базе сигнала: 1 – ЧМ, $\Delta f \cdot T$=100; 2 – ФРМ-2, $\Delta f \cdot T$=100; 3 – ЧМ, $\Delta f \cdot T$=30; 4 – ФРМ-2, $\Delta f \cdot T$=30; 5 – ЧМ, $\Delta f \cdot T$=10; 6 – ФРМ-2, $\Delta f \cdot T$=10; 7 – $P_{ош}=0{,}5exp(-E/N_0/4)$, 8 – ФРМ-2, $\Delta f \cdot T$=1

Исследование помехоустойчивости системы с ФРМ-2 при действии гауссовских белых шумов позволяет сделать следующие выводы:

– системы с ФРМ-2 обладают наибольшей помехоустойчивостью среди систем с постоянными параметрами, которые инвариантны к изменениям частоты сигнала;

– автокорреляционные демодуляторы ФРМ-2 по помехоустойчивости незначительно уступают оптимальным некогерентным демодуляторам сигналов с ЧМ, работающих в определенном диапазоне частот сигнала.

Экспериментальные исследования и моделирование, проведенные для условий коротковолнового радиоканала при большой нестабильности частоты несущего колебания показали такие результаты. Система с ФРМ-2 для таких условий имеет значительные преимущества по сравнению с системами, которые применялись ранее в аналогичных условиях.

6. Обсуждение результатов исследований помехоустойчивости мобильных сетей пятого поколения, на базе многопозиционных сигналов

Внедрение сетей 5 G требует создания ультраплотных сетей со скоростями передачи информации 1 Гбит/с и выше с минимальной задержкой и с заданной достоверностью. При этом, как известно, повышение скорости передачи информации возможно двумя способами. Первый основан на уменьшении длительности посылки при последовательной передаче информации. Второй способ заключается в увеличении количества поднесущих частот при параллельной передаче информации, то есть в реализации принципа OFDM, который лежит в основе мобильных сетей 4 G и 5 G.

Важным условием является необходимость обеспечения заданной достоверности передачи информации вопреки изменениям условий в канале связи, вызванным различными воздействиями и помехами. То есть, такие системы должны обладать свойством – инвариантностью к тем или иным помехам.

Приняв во внимание аддитивный характер помехи, которая не может быть скомпенсирована с помощью адаптивного корректора, для синтеза структуры инвариантного сигнала наилучшим методом будет его оптимизация по среднеквадратичному или равномерному критериям. При использовании обоих критериев подход базируется на возможности представления помехи и сигнала в виде разложений по ортонормированным функциям. Решение задачи сводится к поиску совокупности коэффициентов, удовлетворяющих условиям максимального разделения сигнала и помехи. Различие критериев заключается в технике получения результата, при котором, в случае среднеквадратичного критерия, возникает необходимость решения задачи нелинейного программирования, а в случае равномерного критерия задача может быть решена линейными методами.

Преимуществом данного подхода на практике является отсутствие необходимости использования адаптивного корректора, поскольку вместо этого используется адаптивная структура сигнала. Таким образом, помехоустойчивость системы повышается на 5–7 дБ по сравнению с другими, что дает возможность увеличить скорость передаваемой информации при заданной достоверности на 30 %. При этом скорость передачи информации приближается к пропускной способности канала, что является необходимым для сетей 4–5 поколения.

Основное преимущество предложенного подхода заключается в выборе в качестве информационного параметра сигнала, который не чувствителен к действию известной помехи. Таким же образом может выбираться некоторое преобразование определяющих параметров, подлежащих действию помехи. Наиболее универсальным в этом плане есть дискретноразностное преобразование функции времени, которое заключается в вычислении разностей отсчетов этой функции в фиксированные моменты времени.

По сравнению с повышением спектральной плотности за счет применения неортогональных методов доступа (NOMA) и неортогональных сигналов (FTN, F-OFDM) [4], при которых повышается мощность межканальной помехи, в предложенном подходе указанные характеристики остаются минимальными.

Кроме того, в отличие от методов, предложенных в [7], появляется возможность формирования многомерных сигналов, которые могут обеспечить модуляцию различной кратности. Также решается проблема эффективного распределения динамических ресурсов, аналогично системам OFDMA [8] с достаточным качеством каналов передачи информации.

Применение дискретноразностного преобразования позволяют находить методы модуляции, инвариантные к некоторым видам помех, что, в отличие от подхода [9], позволяет снизить вероятность ошибки.

В то же время, следует отметить, что возможности применения метода ограничиваются необходимостью априорного знания структуры и закона распределения помех. Если результат воздействия помехи на некоторый определяющий параметр сигнала удовлетворяет определенным условиям, то временна́я разница параметра абсолютно инвариантна к данной помехе. Лишь в этом случае можно синтезировать сигнал, адаптивный к аддитивной помехе.

В противном случае использование предложенных методов будет малоэффективным и единственным выходом из ситуации будет использование адаптивных корректоров. Кроме того, полученные в результате решения оптимизационной задачи сигналы могут быть технически трудно реализуемыми. Это потребует поиска сигнала с квазиоптимальной структурой, что не будет гарантировать теоретически полученный эффект по разделению его от помехи.

Дальнейшее развитие теории состоит в исследовании процессов формирования сигнально-кодовых конструкций сигнала одновременно с помехоустойчивым кодом, исправляющим пакеты ошибок. Кроме того, представляет интерес рассмотрение возможности применения метода к классу пространственно-временных сигналов.

Основные проблемы повышения скорости передачи данных будут касаться увеличения кратности модуляции, которая ограничивается пропускной способностью канала, или применения новых методов фильтрации помех.

7. Выводы

1. Повышение помехоустойчивости в сетях пятого поколения возможно на основе оптимизации параметров сигнала. Если аддитивная помеха является квазидетерминированной или, если неаддитивная помеха приводит к искажению неэнергетических параметров сигнала, то инвариантность характеристик помехоустойчивости может быть достигнута в классе систем с постоянными параметрами. В основе такого подхода лежит применение соответствующих методов модуляции и демодуляции. В таком случае общая задача синтеза оптимального сигнала может быть выполнена на основе применения одного из критериев: среднеквадратического или равномерного. Решение этой задачи позволит повысить помехоустойчивость сети и увеличить плотность обслуживания абонентов базовых станций.

2. В основе метода оптимизации по среднеквадратическому критерию лежит подход, согласно которому полезный сигнал и помеха составляют

аддитивную свертку по ортонормированным поверхностям. Помеха распределена на определенном интервале равномерно и единственным ограничением задачи является ограничение на энергию сигнала. Задача оптимизации может быть приведена к классу задач нелинейного программирования. Поскольку для достижения относительной инвариантности системы к квазидетерминированной помехе необходимо использовать достаточно сложный сигнал с широким спектром, то решение соответствующей системы уравнений возможно только численными методами. Решение этой задачи позволяет найти сигнал с заданными параметрами, который является устойчивым к определенному классу помех.

Решение задачи оптимизации по равномерному критерию базируется на определении совокупности коэффициентов разложения сигнала, при которых максимум модуля выходного сигнала демодулятора, взятый по всем значениям случайного параметра, минимальный. После замены параметров сигнала линейными эквивалентами на основе совокупности чисел задача решается методами линейного программирования. Предложенный метод оптимизации сигнала по равномерному критерию позволяет синтезировать сигнал, инвариантный к аддитивной помехе. Это даст возможность повысить помехоустойчивость в системе передачи данных и повысить скорость передачи информации в канале связи.

3. Возможность достижения абсолютной или относительной инвариантности и целесообразность применения одного из перечисленных методов зависят от характеристик помехи, степени их априорной определенности, а также допустимости организации обратного канала связи. Результаты моделирования показывают, что предложенные в статье методы формирования сигнала, инвариантного к помехам, позволяют повысить помехоустойчивость системы в канале связи на 5–7 дБ. Это дает возможность увеличить скорость передаваемой информации на 30 % при условии обеспечения заданной достоверности. Обеспечение инвариантности системы передачи информации позволяет создать ультраплотные сети пятого поколения.

Литература

1. Kirk D. E. Optimal control theory: An introduction. Mineola, New York: Dover, 2004. 452 p.

2. Савченко А. С. Информационно-энтропийный подход к оценке производительности компьютерных сетей с разнородным трафиком // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв’язку. 2014. № 1 (29). С. 44–50.

3. Тихвинский В. О., Бочечка Г. С. Концептуальные аспекты создания 5G // Электросвязь. 2013. № 10. С. 29–33.

4. Key techniques for 5G wireless communications: network architecture, physical layer, and MAC layer perspectives / Ma Z., Zhang Z., Ding Z., Fan P., Li H. // Science China Information Sciences. 2015. Vol. 58, Issue 4. P. 1–20. doi: https://doi.org/10.1007/s11432-015-5293-y

5. Толубко В. Б., Беркман Л. Н., Козелков С. В. Формування багатопозиційного сигналу технологій 5G на базі фазорізницевої модуляції високого порядку // Зв'язок. 2016. № 4. С. 3–7.

6. Побудова ультращільних мобільних мереж п'ятого покоління 5G на базі багатовимірних сигналів / Толубко В. Б., Беркман Л. Н., Козелков С. В., Гороховський Є. П. // Зв'язок. 2017. № 1. С. 3–7.

7. Авраменко В. В., Прохненко Ю. И. Распознание периодических эталонных сигналов при наложении периодических помех // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2012. Т. 6, № 4 (60). С. 64–68. URL: http://journals.uran.ua/eejet/article/view/5686/5116

8. Memos V. A. Efficient Multimedia Transmission over Scalable IoT Architecture // International Journal of Computer Network and Information Security. 2018. Vol. 10, Issue 6. P. 27–39. doi: https://doi.org/10.5815/ijcnis.2018.06.03

9. Dolinskiy R. Analysis of system with variable parameters, invariant to additive interference // Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. 2015. Vol. 4, Issue 4 (76). P. 20–24. doi: https://doi.org/10.15587/1729-4061.2015.47729

10. Тихвинский В. О., Бочечка Г. С., Минов А. В. Монетизация сетей LTE на основе услуг M2M // Электросвязь. 2014. № 6. С. 12–17.

11. Adapting power in OFDM systems based on speed variation in time-varying channels / Dong Z., Fan P., Panayirci E., Lei X. // IEEE Communications Letters. 2015. Vol. 19, Issue 4. P. 689–692.

12. Филиппенко И. Г., Филиппенко И. О. Многоуровневое прямое и обратное преобразование дискретных сигналов // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2010. Т. 4, № 3 (46). С. 29–32. URL: http://journals.uran.ua/eejet/article/view/2942/2745

13. Филиппенко И. Г., Филиппенко И. О. Многоуровневый метод передискретизации дискретных сигналов // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. 2010. Т. 5, № 3 (47). С. 35–40. URL: http://journals.uran.ua/eejet/article/view/3099/2902

14. Reddy Y. B., Gajendar N. Evolutionary Approach for Efficient Resource Allocation in Multi-User OFDM Systems // Journal of Communications. 2007. Vol. 2, Issue 5. doi: https://doi.org/10.4304/jcm.2.5.42-48