

УДК 621.396

УПРАВЛЕНИЕ ПРИЕМОМ И ПЕРЕДАЧЕЙ СИГНАЛОВ В ДВУСТОРОННИХ СИСТЕМАХ С МНОГОКРАТНЫМ ПРОСТРАНСТВЕННЫМ РАЗНЕСЕНИЕМ

© 2012 г.

О.Р. Никитин, П.А. Полушин, Д.В. Сеницин, В.А. Матюха

Владимирский госуниверситет им. А.Г. и Н.Г. Столетовых

pap@vlsu.ru

Поступила в редакцию 20.04.2012

Рассматриваются квазиоптимальные методы совместного управления передачей и приемом пространственно-разнесенных сигналов при различной кратности разнесения. Приводятся результаты моделирования и сравнительные характеристики различных методов.

Ключевые слова: пространственное разнесение, помехоустойчивость, комбинирование сигналов.

Постановка задачи

Метод пространственного разнесения позволяет достаточно эффективно бороться с замираниями сигналов во многих каналах передачи с рассеянием [1–3]. Линии связи зачастую используются для передачи сигналов в обоих направлениях, при этом обе станции на концах одного интервала могут по служебным каналам транслировать друг другу информацию о текущем состоянии каналов передачи. Использование этой информации позволяет дополнительно повысить эффективность пространственного разнесения.

Для эффективной передачи необходимо совместно оптимизировать процесс формирования разнесенных сигналов на передающей стороне и процесс комбинирования полученных сигналов на приемной стороне. Должно быть учтено, что кратность пространственно-разнесенной антенной системы на противоположных сторонах интервала в общем случае может быть различной. Кроме того, сложность технической реализации совместного оптимального управления может оказаться слишком значительной по сравнению с получаемым от этого выигрышем, в то время как квазиоптимальные методы управления, не сильно уступающие оптимальному в эффективности, реализуются существенно проще. Необходима также организация постоянного измерения состояния каналов передачи при пространственном разнесении.

Рассмотрению этих вопросов посвящены материалы предлагаемой статьи.

Определение необходимых параметров трассы передачи

Для реализации управления передачей разнесенных сигналов необходимо постоянное измерение пространственной матрицы передачи,

т.е. совокупности комплексных коэффициентов передачи от каждой из передающих пространственно-разнесенных антенн к каждой из пространственно-разнесенных приемных антенн. Будет рассмотрена ситуация относительно узкополосных сигналов, когда коэффициенты передачи – числа, одинаковые для всех спектральных составляющих передаваемых сигналов, т.е. замирания в каналах передачи – «гладкие».

При пространственном разнесении для измерения комплексных коэффициентов передачи могут быть использованы специальные маркеры, различные в различных передатчиках [4–6]. Они представляют собой сигналы, передаваемые в каждом канале разнесения совместно с основным сигналом, переносящим информацию. Маркер каждого передатчика отличается от маркеров других передатчиков. Совместная с информационным сигналом передача маркера не должна необратимо портить сигнал, таким образом, на приемной стороне можно будет легко отделить маркер от сигнала.

Сигнал маркера должен приходиться к приемнику по тому же каналу, что и информационный сигнал, комплексный коэффициент передачи маркера должен быть такой же, как и соответствующего информационного сигнала. Можно считать, что при передаче информационные сигналы имеют одинаковый уровень в каждой ветви и уровень каждого маркера составляет постоянную заранее известную величину от уровня основного сигнала. Фазовые соотношения между ними при передаче также известны на приемной стороне.

Один из возможных вариантов маркеров – синусоидальные сигналы постоянного уровня и различающихся частот, передаваемые в той же полосе спектра, что и основной сигнал, и лежащие вне этого спектра в непосредственной бли-

зости от его границ. Ширина спектра замираний составляет, как правило, десятки герц. Принимая во внимание, что ширина спектра основного сигнала может составлять десятки и сотни килогерц, некоторое ее уширение можно считать незначительным. Возможно использование более сложных маркеров в виде частотно-временных систем сигналов.

Метод оптимального управления передачей

Оптимальное управление предполагает на основе полученной информации о состоянии трассы с пространственным разнесением наилучшее перераспределение общей мощности, которой располагает передающая сторона, между антеннами. Кроме этого, необходимо обеспечивать требуемый относительный фазовый сдвиг между сигналами в разных антеннах.

Пусть в общем случае на передающей стороне используется m пространственно-разнесенных антенн, а на приемной стороне – n пространственно-разнесенных антенн. Обозначим комплексные коэффициенты передачи из антенны номера i ($i = \overline{1, m}$) в антенну номера j ($j = \overline{1, n}$) через k_{ij} . Эти коэффициенты составляют матрицу \mathbf{K} размера $n \times m$.

Пусть $S_0(t)$ – сигнал, предназначенный для передачи. Будем считать, что общий уровень сигнала может распределяться между m передающими пространственно-разнесенными антеннами в соответствии с весовыми коэффициентами b_i (в общем случае комплексными), объединенными в вектор \mathbf{b} . Соотношение значений модулей комплексных элементов этого вектора определит соотношение уровней сигналов, излучаемых каждой пространственно-разнесенной антенной. Аргументы элементов этого вектора определяют начальные фазовые сдвиги несущей полезного сигнала в каждой излучающей антенне. Поскольку общий уровень мощности перераспределяемых сигналов постоянен, то для удобства его можно нормировать к единице, т.е. считать, что $\mathbf{b}^+ \mathbf{b} = \mathbf{b}^T \mathbf{b}^* = 1$ (верхний индекс «+» обозначает операцию эрмитова сопряжения, верхний индекс «Т» обозначает операцию транспонирования, знак «*» обозначает комплексное сопряжение). В этом случае совокупность передаваемых разнесенных сигналов можно описать вектором $\mathbf{S}(t) = \mathbf{b}S_0(t)$.

Передаваемые сигналы принимаются n пространственно-разнесенными антеннами. Набор сигналов в приемниках в этом случае можно представить в виде вектора $\mathbf{u}(t)$ из n элементов, т.е. $\mathbf{u}(t) = \mathbf{K}\mathbf{S}(t) = \mathbf{K}\mathbf{b}S_0(t)$.

Принимаемые сигналы на приемной стороне складываются с некоторыми весовыми коэффициентами a_i , составляющими вектор \mathbf{a} . После сложения суммарный сигнал равен:

$$u_0(t) = \mathbf{u}^T \mathbf{a} = \mathbf{S}^T \mathbf{K}^T \mathbf{a} = \mathbf{b}^T \mathbf{K}^T \mathbf{a} S_0 = Q S_0.$$

Весовые коэффициенты a_i также можно считать нормированными, т.е. $\mathbf{a}^+ \mathbf{a} = 1$. Величина Q характеризует уровень сигнала (после комбинирования в приемнике), который можно достигнуть при конкретных наборах весовых коэффициентов a_i и b_i . Из свойств матриц можно заключить, что максимум величины Q будет достигнут, если величина этих коэффициентов подчиняется уравнению: $\mathbf{a} = (\mathbf{K}\mathbf{b})^*$ [7]. Обозначим этот максимум через Q_m , при этом $Q_m = \mathbf{b}^T \mathbf{K}^T \mathbf{K}^* \mathbf{b}^* = \mathbf{b}^T \mathbf{K}_2 \mathbf{b}^*$ (где $\mathbf{K}_2 = \mathbf{K}^T \mathbf{K}^*$).

Для определения оптимальных коэффициентов \mathbf{b} , которые обеспечат максимум Q_m , продифференцируем Q по каждому из коэффициентов b_i и приравняем результат дифференцирования нулю. Для записи в компактной форме этот набор уравнений можно условно обозначить одним уравнением вида

$$\frac{\partial Q}{\partial \mathbf{b}^*} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{b}^*} \left(\frac{\mathbf{b}^T \mathbf{K}_2 \mathbf{b}^*}{\mathbf{b}^T \mathbf{b}^*} \right) = 0.$$

После дифференцирования получаем $\mathbf{K}_2 \mathbf{b}^* \mathbf{b}^T \mathbf{b}^* = \mathbf{b}^* \mathbf{b}^T \mathbf{K}_2 \mathbf{b}^*$. Учтем, что $\mathbf{b}^T \mathbf{b}^* = 1$, а $\mathbf{b}^T \mathbf{K}_2 \mathbf{b} = Q_m$, при этом уравнение можно переписать в виде $\mathbf{K}_2 \mathbf{b}^* = Q_m \mathbf{b}^*$. Решениями этого уравнения будут собственные векторы матрицы \mathbf{K}_2 [7], причем каждому собственному вектору соответствует свое собственное число Q_m . Нас интересует достижение максимального значения величины Q_m , тогда оптимальный вектор весовых коэффициентов \mathbf{b} с учетом комплексного сопряжения будет равен собственному вектору матрицы \mathbf{K}_2 , который соответствует ее максимальному собственному числу Q_{mm} . Иными словами, если соотношение уровней сигналов в разнесенных антеннах будет определяться модулями элементов такого вектора \mathbf{b} , а сдвиг фаз этих сигналов – аргументами элементов вектора \mathbf{b} , то в приемнике после комбинирования будет обеспечен максимально возможный уровень сигнала из всех возможных вариантов \mathbf{b} .

Так как в общем случае матрица \mathbf{K} – не квадратная, то, проводя аналогичные рассуждения по отдельности в отношении векторов \mathbf{a} и \mathbf{b} , можно установить, что оптимальный вектор \mathbf{a} равен собственному числу матрицы $\mathbf{K}^* \mathbf{K}^T$, соответствующему уже ее максимальному собственному числу. (Матрицы $\mathbf{K}^T \mathbf{K}^*$ и $\mathbf{K}^* \mathbf{K}^T$ различаются, их размеры равны, соответственно, $m \times m$ и $n \times n$).

Техническая реализация методов управления приемопередачей разнесенных сигналов

Оптимальные весовые коэффициенты регулировки передаваемых сигналов могут при пра-

вильном измерении элементов пространственной матрицы передачи обеспечить максимальный уровень комбинированного сигнала в приемнике. Однако если на приемной стороне техническая реализация оптимальных величин комплексных весовых коэффициентов не вызовет существенных трудностей, то на передающей стороне дело обстоит по-другому.

Если используется несколько одинаковых передатчиков, то необходимо их суммарную мощность плавно перераспределять между пространственно-разнесенными антеннами и одновременно с этим обеспечивать необходимый фазовый сдвиг между этими сигналами. Если используется один передатчик, то необходимо разделять вырабатываемый им сигнал между антеннами в определенных соотношениях с возможностью плавной их регулировки с одновременной регулировкой относительных фазовых сдвигов. Поскольку в системах передачи, как правило, используются достаточно мощные передатчики, то практическое осуществление этих требований сопряжено со значительными трудностями, особенно при соблюдении условий сохранения максимально возможного к.п.д. и вырабатываемой мощности высокочастотного сигнала.

В связи с этим необходимо оценить возможности использования методов управления, пусть несколько уступающих оптимальному методу по эффективности, но проще реализуемых практически. Рассмотрим следующие методы:

1. *Метод фазового управления.* При его использовании каждая пространственно-разнесенная антенна излучает сигнал постоянного уровня, вырабатываемый своим передатчиком. Управлению подвергаются только относительные фазовые сдвиги сигналов, излучаемых различными передатчиками. Регулировку фазовых сдвигов можно производить не в мощных оконечных каскадах передатчиков, а в каких-то предыдущих каскадах, где уровень сигналов еще невелик.

2. *Метод антенной коммутации.* При его осуществлении мощность всех передатчиков, вырабатывающих синфазные сигналы, подводится только к одной из антенн. Однако при этом могут встретиться технические трудности с коммутацией мощных высокочастотных сигналов.

3. *Метод регулировки усиления.* Передатчики вырабатывают сигналы одинаковой мощности, но их относительные фазовые сдвиги регулируются еще в маломощных каскадах. При сложении таких сигналов в квадратичных мостах на их выходах одинаковые по мощности сигналы с относительным фазовым сдвигом транс-

формируются без потерь мощности в сигналы с постоянным фазовым сдвигом, но различающиеся по уровню. Таким образом, плавную регулировку соотношения уровней можно производить изменением относительного фазового сдвига. (Метод антенной коммутации можно считать частным случаем метода регулировки усиления).

4. *Объединенный метод.* В [4] показано, что в каналах с замираниями определенную часть времени имеет преимущества метод фазового управления, другую часть времени имеет преимущества метод антенной коммутации. В связи с этим оба метода могут быть объединены. Анализ коэффициентов пространственной матрицы передачи позволит переключать передачу на тот метод, который в данный момент имеет преимущества [6].

В дальнейшем обозначим рассмотренные методы: метод фазового управления – ФУ; метод антенной коммутации – АК; метод регулировки усиления – РУ; объединенный метод – АК+ФУ.

На приемной стороне также могут быть использованы различные методы сложения [1], такие, как оптимальное сложение (ОС), линейное сложение (ЛС) и автовыбор максимального из сигналов (АВ). Последние два метода также могут быть объединены [2,3], приближаясь по свойствам к оптимальному сложению (обозначим как АВ+ЛС).

Общий коэффициент передачи K при различных комбинациях методов управления на передающей стороне и методов сложения на приемной стороне определится следующими формулами (в индексах первая часть соответствует методу, используемому на передающей стороне, вторая часть – на приемной стороне, K_1 – одиночный канал):

– одиночный канал без разнесения:

$$K_1 = |\dot{k}_{11}|;$$

– регулировка на передающей стороне отсутствует

$$K_{H-AB} = \max_q \left\{ \left| \sum_{i=1}^m \dot{k}_{iq} \right| \right\}, K_{H-ЛС} = \frac{1}{\sqrt{n}} \left\{ \sum_{q=1}^n \left| \sum_{i=1}^m \dot{k}_{iq} \right|^2 \right\}^{1/2},$$

$$K_{H-ОС} = \sqrt{\sum_{q=1}^m \left| \sum_{i=1}^n \dot{k}_{iq} \right|^2},$$

где буквой Н обозначено отсутствие разнесения;

– на передающей стороне используется метод антенной коммутации:

$$K_{AK-AB} = \sqrt{m} \max_{i,q} \left\{ |\dot{k}_{i,q}| \right\}, K_{AK-ЛС} = \sqrt{\frac{m}{n}} \max_i \left\{ \sum_{q=1}^n |\dot{k}_{i,q}| \right\},$$

$$K_{AK-(AB+ЛС)} = \max \{ K_{AK-AB}; K_{AK-ЛС} \},$$

$$K_{AK-OC} = \sqrt{m} \max_i \left\{ \sqrt{\sum_{q=1}^n \{|\dot{k}_{i,q}|^2\}} \right\};$$

– на передающей стороне используется метод регулировки усиления:

$$K_{PY-AB} = \sqrt{m} \max_{\{A\}} \left\{ \max_q \left| \sum_{i=1}^m A_i \dot{k}_{i,q} \right| \right\},$$

$$K_{PY-ЛС} = \sqrt{\frac{m}{n}} \max_{\{A\}} \left\{ \sum_{q=1}^n \left| \sum_{i=1}^m A_i \dot{k}_{i,q} \right| \right\},$$

$$K_{PY-(AB+ЛС)} = \max \{K_{PY-AB}; K_{PY-ЛС}\},$$

$$K_{PY-OC} = \sqrt{m} \max_{\{A\}} \left\{ \sqrt{\sum_{q=1}^n \left| \sum_{i=1}^m A_i \dot{k}_{i,q} \right|^2} \right\};$$

– на передающей стороне используется метод фазового управления:

$$K_{\Phi V-AB} = \max_{\{\Phi\}} \left\{ \max_q \left| \sum_{i=1}^m \dot{k}_{i,q} \exp(j\varphi_i) \right| \right\},$$

$$K_{\Phi V-ЛС} = \frac{1}{\sqrt{n}} \max_{\{\Phi\}} \left\{ \sum_{q=1}^n \left| \sum_{i=1}^m \dot{k}_{i,q} \exp(j\varphi_i) \right| \right\},$$

$$K_{\Phi V-(AB+ЛС)} = \max \{K_{\Phi V-AB}; K_{\Phi V-ЛС}\},$$

$$K_{\Phi V-OC} = \max_{\{\Phi\}} \left\{ \sqrt{\sum_{q=1}^n \left| \sum_{i=1}^m \dot{k}_{i,q} \exp(j\varphi_i) \right|^2} \right\};$$

– на передающей стороне используется метод, использующий антенную коммутацию и фазовое управление:

$$K_{(AK+\Phi V)-AB} = \max \{K_{AK-AB}; K_{\Phi V-AB}\},$$

$$K_{(AK+\Phi V)-ЛС} = \max \{K_{AK-ЛС}; K_{\Phi V-ЛС}\},$$

$$K_{(AK+\Phi V)-(AB+ЛС)} =$$

$$= \max \{K_{AK-ЛС}; K_{\Phi V-ЛС}; K_{AK-AB}; K_{\Phi V-AB}\},$$

$$K_{(AK+\Phi V)-OC} = \max \{K_{AK-OC}; K_{\Phi V-OC}\}.$$

Каждый относительный фазовый сдвиг φ_i из множества $\{\Phi\}$ может принимать значения в пределах $0-2\pi$. Множество весовых коэффициентов $\{A\}$, перераспределяющих общую мощность передаваемого сигнала между антеннами, определяется условием:

$$\sum_{i=1}^m A_i^2 = 1.$$

Исследование сравнительной эффективности методов управления

Для сравнения эффективности различных методов проводилось компьютерное моделирование процессов прохождения сигналов через каналы с разнесением, пораженные быстрыми замираниями. Генерировалась последователь-

ность матриц \mathbf{K} , коэффициенты которых принимали случайные значения в соответствии с рэлеевской моделью распределения замираний. При использовании конкретного сочетания метода управления на передаче и метода комбинирования на приеме каждой матрице соответствовал определенный уровень сигнала после комбинирования. Далее строилось интегральное распределение полученной последовательности уровней. Сравнение подобных полученных зависимостей позволило говорить о преимуществах того или иного сочетания метода управления передачей и комбинирования на приеме.

Результаты моделирования представлены на рисунках 1–4. Для удобства сравнения уровни сигналов после комбинирования нормировались по отношению к медианному уровню рэлеевского распределения сигнала в одиночном канале (без разнесения на передаче и на приеме) при той же общей мощности излучения. Подобный нормированный уровень ($Y_{\text{отн}}$) на всех рисунках отложен в децибелах по вертикальной оси. Таким образом, графики показывают, какой процент ($T, \%$) общего времени работы уровень сигнала на выходе схемы комбинирования (при конкретном сочетании методов управления и комбинирования) будет на $Y_{\text{отн}}$ выше медианного уровня распределения сигнала одиночного канала.

Исследования проводились для двукратного, трехкратного и четырехкратного разнесения ($m = n = 2; 3; 4$). На рис. 1 приведены графики для различных методов управления при использовании на приемной стороне оптимального сложения при $m = n = 2$. Цифрами обозначены следующие методы управления: 1 – оптимальное управление; 2 – АК+ФУ; 3 – ФУ; 4 – РУ; 5 – АК; 6 – передача осуществляется «классическим» методом, все передаваемые разнесенные сигналы – одинакового уровня и синфазны. График для оптимального управления выделен жирной линией.

На рис. 2 и рис. 3 приведены графики для $m = n = 3$ и $m = n = 4$ соответственно при оптимальном сложении разнесенных сигналов на приемной стороне. Соответствие нумерации графиков методам управления – такое же, как и на рис. 1.

Поскольку метод ФУ показал свою сравнительную эффективность при простоте реализации, на рис. 4 представлены графики, соответствующие различным методам комбинирования на приемной стороне при использовании фазового управления при передаче. Графики 1–3 относятся к четырехкратному разнесению, графики 4–6 – к трехкратному разнесению, графики 7–9 – к двукратному разнесению. Цифрами на них обозначены: 1, 4, 7 – метод ОС; 2, 5, 8 – метод ЛС; 3, 6, 9 – метод АВ.

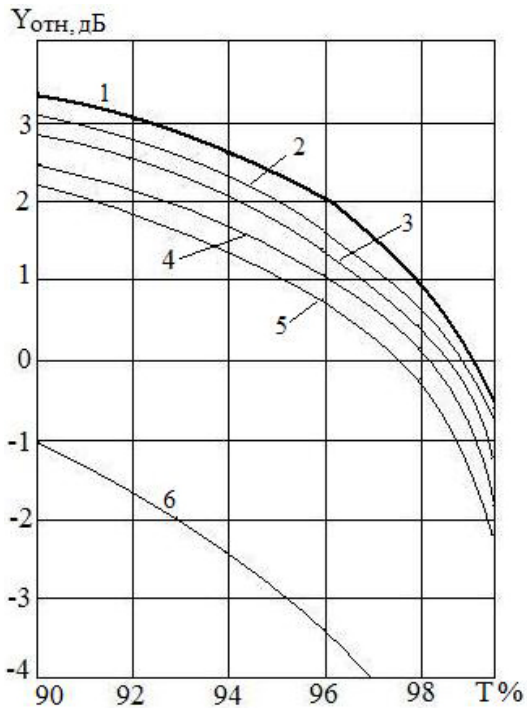


Рис. 1

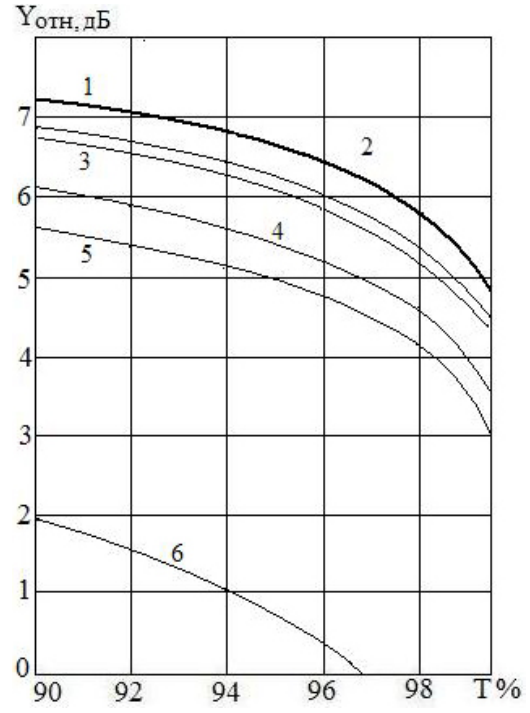


Рис. 2

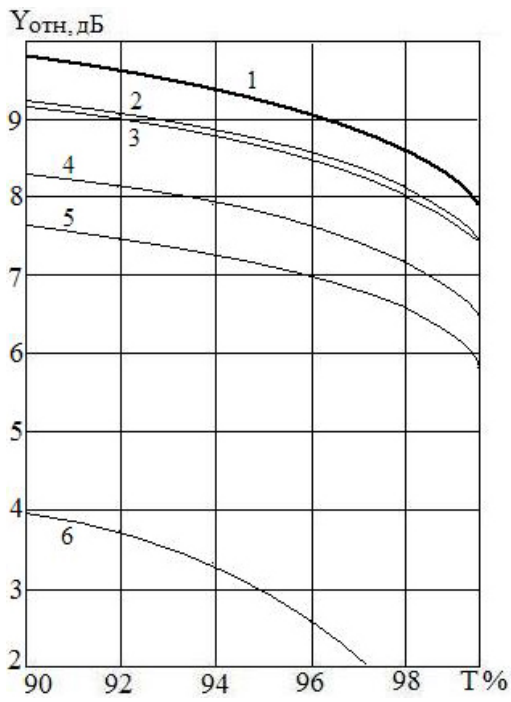


Рис. 3

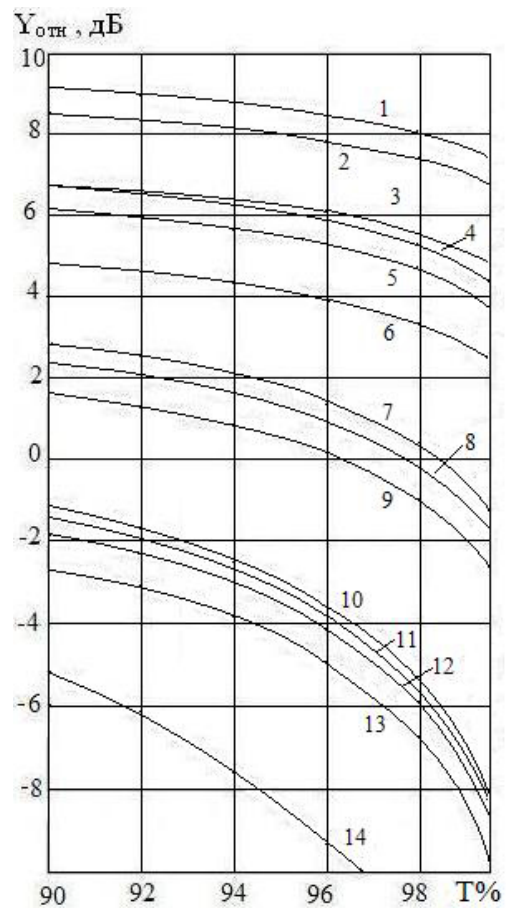


Рис. 4

На том же рисунке приведены графики для случая отсутствия управления («классическое» разнесение). Нумерация графиков соответствует методам: ОС (график 10), АВ+ЛС (график 11), ЛС (график 12), АВ (график 13). График 14 соответствует случаю отсутствия разнесения и на передающей, и на приемной сторонах при той же общей мощности передаваемого сигнала.

Выводы

Из анализа результатов моделирования можно сделать следующие выводы:

1. Применение методов управления передачей разнесенных сигналов позволяет при такой же общей мощности передаваемого сигнала значительно повысить уровень сигнала после комбинирования на приемной стороне.

2. Из рассмотренных методов управления, проще реализуемых технически, наиболее эффективен объединенный метод антенной коммутации и фазового управления, далее по убыванию эффективности следуют метод фазового управления, метод регулировки усиления и метод антенной коммутации.

3. Преимущество в помехоустойчивости оптимального управления по сравнению с другими рассмотренными методами не является определяющим и уменьшается с уменьшением кратности разнесения.

4. Сравнительная эффективность различных методов комбинирования при всех методах управления остается такой же, как и в «классическом» разнесении при отсутствии управления.

Список литературы

1. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
2. Полушин П.А., Самойлов А.Г. Избыточность сигналов в радиосвязи М.: Радиотехника, 2007. 256 с.
3. Полушин П.А. Методы борьбы с помехами и искажениями. Saarbrücken, Germany: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2011. 341 с.
4. Полушин П.А., Синицын Д.В., Пятов В.А. Сравнительные характеристики оптимального и квазиоптимального методов управления передачей разнесенных сигналов // Материалы 9-й МНТК «Перспективные технологии в средствах передачи информации», Т.1. Владимир–Суздаль, 29 июня–1 июля 2011. С. 196–199.
5. Никитин О.Р., Полушин П.А., Гиршевич М.В., Пятов В.А. Обобщенные методы управления передачей разнесенных сигналов // Вопросы радиоэлектроники. Серия Общетеchnическая. 2010. Вып. 1. С. 5–11.
6. Патент РФ №87056. Система передачи сигналов с двукратным разнесением. Полушин П.А., Гиршевич М.В., Пятов В.А., Ульянова Е.В. Оп. 20.09.2010, Бюл. № 26.
7. Воеводин В.В., Кузнецов Ю.А. Матрицы и вычисления. М.: Наука, 1984. 320 с.

SIGNAL TRANSMISSION AND RECEPTION CONTROL IN TWO-WAY COMMUNICATION SYSTEMS WITH MULTIPLE SPATIAL DIVERSITY

O.R. Nikitin, P.A. Polushin, D.V. Sinitsin, V.A. Matyukha

Quasi-optimal methods of joint signal transmission and reception control with different diversity order are considered. The simulation results and comparisons of different methods are presented.

Key words: spatial diversity, noise immunity, combining signals.