

## ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПЕРЕДАЮЩЕЙ МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ АНТЕННЫ В СИСТЕМАХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Г. В. Серебряков

Научно - Исследовательский институт Прикладной математики и  
кибернетики Нижегородского госуниверситета

Получена 19 ноября 2009 г.

*Одним из перспективных способов повышения качества передачи информации в современных системах беспроводной связи в сложных условиях распространения является использование многоэлементных антенных решеток на базовых станциях. В настоящей сообщении предлагается вариант передающей адаптивной антенны, максимизирующей отношение сигнал-шум в точке приема и одновременно минимизирующей мощность передачи в направлениях на других пользователей.*

**Ключевые слова** – многоэлементная передающая антенная решетка, пилот сигнал.

В настоящее время многоэлементные антенные решетки (АР) находят все большее применение в системах мобильной связи [1,2]. Использование АР позволяет повысить пропускную способность благодаря повышению отношения сигнал-шум (ОСШ) в точке приема и подавлению внешних помех. Анализу эффективности приемных интеллектуальных антенн посвящено достаточно большое число работ (см., например [1-4]). В тоже время, представляется перспективным использование АР для передачи. Теоретически, выигрыш в ОСШ при использовании N-элементной АР достигает N раз. Однако, в реальных системах мобильной связи в силу различных ошибок этот выигрыш будет меньше. В частности, причинами уменьшения ОСШ могут быть фазовое рассогласование в силу неточного оценивания канала, влияние внешних помех и тд. Для преодоления проблемы фазового рассогласования в современных системах связи используется т.н. пилот сигнал, позволяющий, в частности, оценить канал распространения с целью последующего когерентного детектирования полезного сигнала. В настоящее время, наиболее типичным, является использование одного общего пилот сигнала для обслуживания всех пользователей в соте одновременно. В

системах третьего поколения предусмотрено использование индивидуальных пилот сигналов для каждого полезного сигнала независимо. В настоящем сообщении исследована предложен вариант передающей AP, используемой для повышения ОСШ в двух случаях: с общим пилот сигналом, и пилот сигналом для каждого полезного сигнала.

Предположим, что базовая станция связана с  $M$  пользователями в соте. Пусть  $s_m(t)$ ,  $S_m$ ,  $w_m$  - передаваемый полезный сигнал, мощность и передающий весовой вектор  $m$ -ого пользователя ( $m=1, \dots, M$ ). Соответственно,  $s_p(t)$ ,  $S_p$ ,  $w_p$  - передаваемый пилот сигнал, его мощность и весовой вектор. Вектор передаваемого сигнала  $s(t)$  с базовой станции может быть записан как

$$(1) \quad s(t) = \sum_{i=1}^M w_i s_i(t) + w_p s_p(t)$$

для случая с общим пилот-сигналом, и

$$(2) \quad s(t) = \sum_{i=1}^M w_i \{s_i(t) + s_p(t)\}$$

для случая с индивидуальным для каждого полезного сигнала пилотом. Заметим, что в случае использования общего пилот сигнала пилот луч должен быть достаточно широким, чтобы покрывать всех пользователей. При использовании индивидуального пилот сигнала, пространственный сектор передаваемого пилот сигнала должен совпадать с лучом соответствующего полезного сигнала. Мы полагаем, что  $w_p$  известен заранее. Сначала рассмотрим случай общего пилот сигнала как более сложный. Основная проблема при использовании передающих антенных решеток – это выбор весового вектора для каждого передаваемого сигнала  $w_i$  в (1)-(2), обеспечивающего максимальное ОСШ в точке приема с одной стороны, и минимальную мощность в направлениях на других пользователей с другой. Принимаемый сигнал с базовой станции на  $m$ -пользователе может быть записан в виде

$$r_m(t) = s(t)^H h_m = r_d(t) + r_{\text{int}}(t) + r_p(t) + \eta(t)$$

$$= w_m^H h_m s_m(t)^* + \sum_{i \neq m} w_i^H h_m s_i(t)^* + w_p^H h_m s_p(t)^*$$

где  $r_d(t), r_{\text{int}}(t), r_p(t), \eta(t)$  – компоненты, соответственно, полезного сигнала, внешних помех (сигналов от других пользователей), пилот сигнала, собственного шума канала,  $h_m$  – вектор отклика канала от базовой станции к m-пользователю с ковариационной матрицей  $R_m = E[h_m h_m^H]$ , H – знак эрмитова сопряжения.

Мощность  $P_d$  принимаемого сигнала  $r_d(t)$  записывается как

$$P_d(t) = w_m^H R_m S_m w_m$$

Необходимо учитывать, что благодаря разным весовым векторам полезного  $w_m$  и пилот  $w_p$  сигналов, существует фазовое рассогласование, которое приводит к тому, что не вся полная мощность полезного сигнала  $r_d(t)$  вносит вклад в сигнальную компоненту после когерентного детектирования [1]. После когерентного детектирования возникают синфазная и квадратичная составляющие полезного сигнала, при этом вклад в сигнальную компоненту вносит только синфазная часть. Определим мощности синфазной  $P_{in}$  и квадратичной  $P_{quad}$  компонент принимаемого сигнала. Заметим, что угол между двумя случайными величинами  $r_d(t)$  и  $r_p(t)$  определяется как

$$\cos^2 \alpha = \frac{|w_m^H R_m w_p|^2}{(w_m^H R_m w_m)(w_p^H R_m w_p)}$$

Полезный сигнал  $r_d(t)$  может быть разложен на синфазную и квадратурную составляющие как  $r_{in}(t) = r_d(t) \cos \alpha$  и  $r_{quad}(t) = r_d(t) \sin \alpha$ .

Соответственно, мощности синфазной и квадратурной составляющих могут быть записаны как

$$P_{in} = w_m^H R_m S_m w_m \cos^2 \alpha ,$$

$$P_{quad} = w_m^H R_m S_m w_m (1 - \cos^2 \alpha)$$

И окончательно получаем,

$$(3) \quad P_{in} = \frac{|w_m^H R_m S_m w_p|^2}{w_p^H R_m w_p} , \quad P_{quad} = w_m^H R_m S_m w_m - \frac{|w_m^H R_m S_m w_p|^2}{w_p^H R_m w_p}$$

Нетрудно видеть, что если весовые вектора полезного сигнала и пилот сигнала совпадают  $w_m = w_p$ , то  $P_{quad} = 0$ . В классической постановке, ОСШ на входе для  $m$ -ого пользователя может быть записан как

$$SINR_m = \frac{P_{in}}{P_{quad} + |r_{int}(t)|^2 + \sigma^2}$$

где  $\sigma^2$  - мощность независимого гауссова собственного шума канала. Поскольку мощность внешних помех определяется собственными весовыми векторами и не зависит от выбора весового вектора для рассматриваемого  $m$ -ого пользователя, то максимизация ОСШ может быть проведена с использованием классических алгоритмов, используемых в адаптивных антеннах. Однако, такое решение не учитывает влияние, которое оказывает сигнал  $m$ -ого пользователя на других пользователей в рассматриваемой соте и в других сотах. Запишем суммарный сигнал от  $m$ -ого пользователя, принимаемый другими пользователями в

рассматриваемой соте как  $r_{ext}(t) = \sum_{i \neq m} w_m^H h_i s_m(t)^*$  и пользователями в других

соседних сотах как  $r_{oth}(t) = w_m^H h_{oc} s_m(t)^*$  с мощностями, соответственно

$$(4) \quad P_{ext} = \sum_{i \neq m} w_m^H R_i S_m w_m , \quad P_{oc} = w_m^H R_{oc} S_m w_m$$

где  $h_{oc}$  - вектор отклика канала в направлении от базовой станции на

пользователей другой ячейки с ковариационной матрицей  $R_{oc} = E[h_{oc}h_{oc}^H]$ . Для выбора оптимального весового вектора на передающей антенне для  $m$ -ого пользователя введем следующее выражение для ОСШ

$$(5) \quad SINR_m = \frac{P_{in}}{P_{quad} + P_{ext} + P_{oc} + \sigma^2}$$

Фактически (5) не является реальным ОСШ, которое может быть измерено на приемнике. В некотором смысле, это виртуальная величина, максимизация которой позволяет соблюсти баланс между фазовыми рассогласованиями в системе и влиянием на других пользователей как в рассматриваемой соте, так и в соседних. Выражение для оптимального весового вектора, максимизирующего (5) нетрудно получить с учетом (3)-(4), используя метод множителей Лагранжа. Можно показать, что оптимальный весовой вектор для передающей АР и максимизирующий (5), запишется в виде

$$(6) \quad w_m^{opt} = \beta_m \left( \sum_{i=1}^M R_i + R_{oc} \right)^{-1} R_m w_m, \text{ где } \beta = w_m^H R_m w_m$$

Рассмотрим оптимальный передающий вектор при использовании индивидуального пилот сигнала (2). Поскольку для этого случая фазовые рассогласования между пилот сигналом и полезным отсутствуют, то

$$P_{in} = P_d = w_m^H R_m S_m w_m \text{ и } P_{quad} = 0$$

Тогда выражение для ОСШ примет вид

$$SINR_m = \frac{w_m^H R_m S_m w_m}{\sum_{i \neq m} w_m^H R_i S_m w_m + w_m^H R_{oc} S_m w_m}$$

Также используя метод множителей Лагранжа, получим для оптимального вектора в случае использования индивидуальных пилот сигналов

(7)  $w_m^{opt}$  = собственный вектор, соответствующий максимальному

собственному числу матрицы  $(\sum_{i=1}^M R_i + R_{oc})^{-1} R_m$

Сравнивая (6) и (7), можно найти общие и различные черты между двумя решениями. Оба решения пытаются усилить мощность сигнала в направлении на желаемый сигнал и уменьшить в направлениях на других пользователей. В то же время, поскольку использование индивидуального пилот сигнала практически решает проблему фазовых рассогласований, ожидается, что эффективность работы таких систем будет выше, хотя несомненно дороже с точки зрения технической реализации.

Данная работа была частично поддержана Российским фондом фундаментальных исследований (грант № 08-02-00818.).

### **Литература**

1. J.Liberti, T.Rappaport, Smart Antennas for Wireless Communications. New Jersey. USA. Prentice Hall. 1999.
2. Winters J. // IEEE Personal Communication Magazine. 1998. N2. P.23.
3. Foschini G.J. , Gans M.J.// Wireless Personal Communications. 1998. V.6. N.4. P.311.
4. Friedlander B., Scherzer S. // Proc. Asilomar Conf. 2001.P.1014.