

## ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВ ПРИХОДА ЛУЧЕЙ ПРИ ПРИЕМЕ СИГНАЛОВ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

М.А. Быховский, главный научный сотрудник ФГУП НИИР, д.т.н., проф.; bykhmark@gmail.com

**Ключевые слова:** измерение углов прихода лучей, многолучевой канал связи, антенные решетки, метод модуляции OFDM, пилот-сигналы.

**Введение.** Для повышения скорости передачи цифровых данных в многолучевых каналах в современной беспроводной связи широко применяются системы, в состав которых входит несколько передающих и приемных антенн. По сути, это антенные решетки (АР) с управляемой диаграммой направленности. Для обеспечения высокой помехоустойчивости приема информации в таких системах на приеме необходимы точные данные о значениях углов прихода отдельных лучей.

В данной статье описан способ измерения этих углов для систем связи, использующих для передачи данных метод модуляции OFDM, причем в составе OFDM-сигнала передается определенное количество разнесенных по частоте гармонических пилот-сигналов. Измерение амплитуд и фаз этих сигналов, принимаемых отдельными элементами АР на приемной стороне линии, позволяет определить углы прихода лучей, а также потенциальную точность измерения углов прихода лучей и ее зависимость от числа пилот-сигналов в составе OFDM и величины частотного разнеса между ними.

**Постановка задачи.** Рассмотрим прием сигналов в многолучевом канале связи с использованием антенной решетки, служащей для приема сигналов с различными азимутами прихода. На рис. 1 изображены две взаимно перпендикулярные линии 1 и 2, расположенные в горизонтальной плоскости, с размещенными на них элементами антенных решеток АР-1 и АР-2 соответственно. Расстояние между двумя соседними элементами равно  $d$ . Предположим, что АР находится в горизонтальной плоскости и принимает  $L$  приходящих в место приема радиоволн (лучей). Положение фронта  $l$ -й волны (обозначен пунктирной линией) характеризует угол  $\theta_l$ , который образует фронт волны ( $l=1...L$ ) с линией 1. Отметим, что каждый из приходящих в место приема лучей имеет определенное запаздывание  $\tau_l$ , а максимальное запаздывание лучей обозначим  $\tau_{\max}$ . Для упрощения расчетов примем, что запаздывание между всеми соседними лучами одинаково и равно  $\Delta\tau = \tau_{\max}/(L-1)$ , следовательно,  $\tau_l = (l-1)\Delta\tau$ .

Передаваемый сигнал представляет собой сумму гармо-

нических пилот-сигналов и в комплексном виде может быть записан как

$$S(t) = A_0 \exp(j\omega t) \sum_{n=1}^N \exp[j(n-1)\Delta\omega t], \quad (1)$$

где  $A_0$  – амплитуда;  $\omega = 2\pi f$  – несущая частота передаваемого сигнала;  $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$  – частотный разнос между соседними по частоте пилот-сигналами.

Отметим, что формула (1) определяет один из видов широкополосных сигналов. Ширина его спектра, равная  $F = (N-1)\Delta f$ , пропорциональна  $\Delta f$  и количеству пилот-сигналов  $N$ . Как известно [1], если ширина спектра широкополосных сигналов удовлетворяет условию  $F\Delta\tau \gg 1$ , то при их приеме в многолучевом канале возможно разделение лучей.

Напряжения, наводимые электромагнитной волной, приходящей с  $l$ -м лучом, на  $m$ -х элементах АР-1 и АР-2 имеют соответственно вид:

$$\begin{cases} S_{1m}(t, \theta_l) = A_l \exp(j\omega t + \varphi_l) \left\{ \sum_{n=1}^N \exp[j(n-1)\Delta\omega(t - \tau_l)] \right\} \times \\ \quad \times \exp[-j(M + 0,5 - m)k \cos \theta_l]; \\ S_{2m}(t, \theta_l) = A_l \exp(j\omega t + \varphi_l) \left\{ \sum_{n=1}^N \exp[j(n-1)\Delta\omega(t - \tau_l)] \right\} \times \\ \quad \times \exp[-j(M + 0,5 - m)k \sin \theta_l], \end{cases} \quad (2)$$

где  $m = 1...2M$ ;  $2M$  – общее число элементов в АР-1 и АР-2;  $k = 2\pi d/l$ ;  $l = c/f$  ( $c$  – скорость света) – длина волны принимаемого сигнала. Эти напряжения поступают для обработки на  $4M$  приемников, подключенных к элементам АР-1 и АР-2. На входе каждого приемника действует напряжение:

$$\begin{cases} W_{1m}(t) = \sum_{l=1}^L S_{1m}(t, \theta_l) + n_{1m}(t) \exp(j\omega t) = \\ \quad = S_{1m}(t, \vec{\theta}) + n_{1m}(t) \exp(j\omega t); \\ W_{2m}(t) = \sum_{l=1}^L S_{2m}(t, \theta_l) + n_{2m}(t) \exp(j\omega t) = \\ \quad = S_{2m}(t, \vec{\theta}) + n_{2m}(t) \exp(j\omega t). \end{cases} \quad (3)$$

Здесь  $\vec{\theta}$  – вектор, компонентами которого являются параметры  $\theta_l$ ,  $n_{1m}(t) = n_{R1m}(t) + jn_{I1m}(t)$ ,  $n_{2m}(t) = n_{R2m}(t) + jn_{I2m}(t)$ , где  $n_{R1m}(t)$ ,  $n_{I1m}(t)$ ,  $n_{R2m}(t)$  и  $n_{I2m}(t)$  – ортогональные составляющие независимых гауссовских шумов, поступающих на входы приемников, подключенных к  $i$ -му элементу АР-1 и АР-2. В принимаемой полосе частот эти шумы имеют равномерный спектр.

Предполагается, что  $f$  и  $\Delta f$  известны, а выбранные частоты пилот-сигналов являются ортогональными, т.е. на приеме возможно их полное разделение. Известна и длительность  $T$  принимаемого сигнала, в процессе обработки которого нужно определить угол его прихода. Оценка углов прихода лучей должна быть получена в результате обработки сигналов (3), принимаемых всеми элементами АР-1 и АР-2.

Поскольку в рассматриваемой измерительной системе антенная решетка развернута в горизонтальной плоскос-

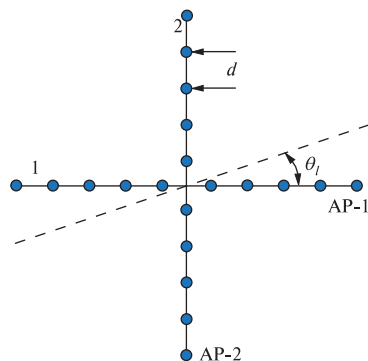


Рис. 1

ти (на поверхности земли), с ее помощью можно измерять только азимуты углов прихода отдельных лучей. Такая многолучевость характерна для каналов сетей подвижной связи и беспроводного доступа. Для измерения углов места прихода лучей необходимо построить еще одну антенную решетку, расположив ее вертикально по отношению к поверхности земли.

**Синтез оптимальной системы приема.** Для синтеза оптимальной системы приема с целью оценки углов прихода ( $\theta_l$ ) отдельных лучей и нахождения ее точности воспользуемся теорией потенциальной помехоустойчивости Котельникова [2] и методикой определения схем оптимальных измерителей [3]. Так как шумы  $n_{1m}(t)$  и  $n_{2m}(t)$ , действующие на входах блоков обработки принимаемых сигналов, подключенных к  $m$ -м элементам AP-1 и AP-2, независимы, то апостериорное распределение вероятностей для оцениваемых параметров  $\theta_l$  имеет вид

$$p(\vec{\theta} / W_{1,1}, \dots, W_{1,2M}, W_{2,1}, \dots, W_{2,2M}) = \prod_{m=1}^{2M} p(\vec{\theta} / W_{1,m}) p(\vec{\theta} / W_{2,m}) = C \exp[-\frac{1}{2N_0} \Lambda(\vec{\theta})],$$

где  $C$  – нормировочный коэффициент;  $\Lambda(\vec{\theta}) = [\Lambda_1(\vec{\theta}) + \Lambda_2(\vec{\theta})]$  – логарифм функции правдоподобия;  $\Lambda_1(\vec{\theta}) = \sum_{m=1}^{2M} \Lambda_{1,m}(\vec{\theta})$  и  $\Lambda_2(\vec{\theta}) = \sum_{m=1}^{2M} \Lambda_{2,m}(\vec{\theta})$  – составные части функции правдоподобия, сформированные на выходе AP-1 и AP-2 соответственно;  $\Lambda_{1,m}(\vec{\theta}) = \int_0^T |W_{1m}(t) - S_{1m}(t, \vec{\theta})|^2 dt$  и  $\Lambda_{2,m}(\vec{\theta}) = \int_0^T |W_{2m}(t) - S_{2m}(t, \vec{\theta})|^2 dt$ , входящие в  $\Lambda_1(\vec{\theta})$  и  $\Lambda_2(\vec{\theta})$ , – компоненты функций правдоподобия.

Оценка максимального правдоподобия  $\hat{\theta}_l$  углов прихода лучей  $\theta_l$  производится путем решения следующей системы уравнений:

$$\frac{\partial p(\vec{\theta} / W_{1,1}, \dots, W_{1,2M}, W_{2,1}, \dots, W_{2,2M})}{\partial \theta_l} = 0,$$

которая эквивалентна уравнениям

$$\frac{\partial \Lambda(\vec{\theta})}{\partial \theta_l} = \frac{\partial \Lambda_1(\vec{\theta})}{\partial \theta_l} + \frac{\partial \Lambda_2(\vec{\theta})}{\partial \theta_l} = \sum_{m=1}^{2M} \frac{\partial \Lambda_{1,m}(\vec{\theta})}{\partial \theta_l} + \sum_{m=1}^{2M} \frac{\partial \Lambda_{2,m}(\vec{\theta})}{\partial \theta_l} = 0, \quad (4)$$

где

$$\begin{cases} \frac{\partial \Lambda_{1,m}(\vec{\theta})}{\partial \theta_l} = 2 \operatorname{Re} \int_0^T [W_{1m}(t) - S_{1m}(t, \vec{\theta})] \frac{\partial S_{1,m}^*(\theta_l)}{\partial \theta_l} dt; \\ \frac{\partial \Lambda_{2,m}(\vec{\theta})}{\partial \theta_l} = 2 \operatorname{Re} \int_0^T [W_{2m}(t) - S_{2m}(t, \vec{\theta})] \frac{\partial S_{2,m}^*(\theta_l)}{\partial \theta_l} dt. \end{cases} \quad (5)$$

В (4) и (5)  $\operatorname{Re}(Z)$  – действительная часть комплексной переменной  $Z$ , а  $Z^*$  – переменная, комплексно-сопряженная с  $Z$ . На рис. 2 представлена интерпретация вычислителя углов прихода лучей с максимально возможной точностью в соответствии с (4) в виде схемы оптимального устройства, измеряющего эти углы. Это устройство обрабатывает сигналы на выходах элементов AP, моделируя уравнения (4) и определяя их решение. Для этого к выходам элементов AP подключено  $L$  блоков формирования величин  $\frac{\partial \Lambda_{i,m}(\vec{\theta})}{\partial \theta_l}$ , входящих в (4). Устройство является достаточно сложным и содержит  $4M$  таких блоков. На рис. 2 показано формирование отдельных функций  $\frac{\partial \Lambda(\vec{\theta})}{\partial \theta_l}$ , образующих (4).

Схема одного из таких блоков приведена на рис. 3. С помощью этих блоков, подключенных к каждому из элементов

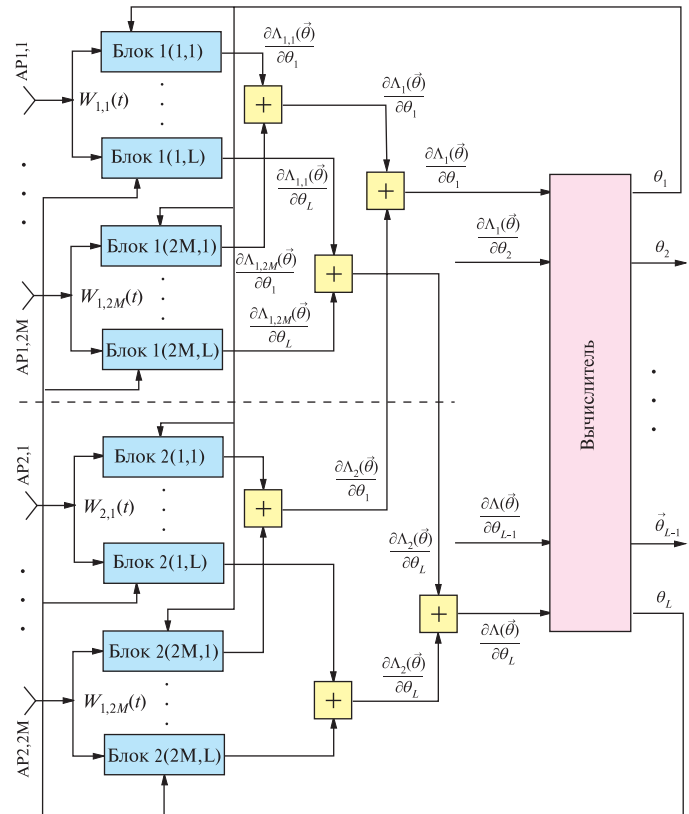


Рис. 2

AP, осуществляется разделение сигналов отдельных лучей, действующих на выходе данного элемента AP. Для этого на входы умножителей в  $l$ -м блоке, подключенном к любому элементу AP, подается широкополосный опорный сигнал  $\frac{\partial S_{i,m}(\theta_l)}{\partial \theta_l}$ , синхронный по времени с сигналом (2), приходящим в место приема по  $l$ -му лучу.

По форме этот сигнал (2), как показывает сравнение, не отличается от пилот-сигнала (1). Опорный широкополосный сигнал слабо коррелирован с сигналами, приходящими по другим лучам и имеющими иное запаздывание. Поэтому на выходе интегратора (см. рис. 3) формируется напряжение, зависящее в основном от угла прихода только  $l$ -го луча.

При наличии некоторых априорных сведений о величине углов прихода  $\theta_{l0}$ , являющихся компонентами вектора  $\vec{\theta}_0$ , решение уравнений (4) может быть найдено, если функции  $\frac{\partial \Lambda(\vec{\theta})}{\partial \theta_l}$  разложить в ряд Тейлора, ограничившись двумя членами:

$$\frac{\partial \Lambda(\vec{\theta})}{\partial \theta_l} \cong \frac{\partial \Lambda(\vec{\theta}_0)}{\partial \theta_l} + \sum_{k=1}^L (\theta_l - \theta_{l0}) \frac{\partial^2 \Lambda(\vec{\theta}_0)}{\partial \theta_l \partial \theta_k}.$$

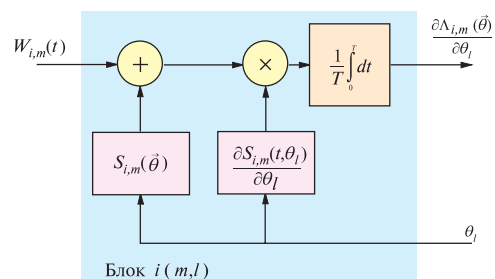


Рис. 3

Если ввести вектор-столбец  $\frac{\partial \Lambda(\vec{\theta}_0)}{\partial \theta}$ , компонентами которого являются величины  $\frac{\partial \Lambda(\vec{\theta}_0)}{\partial \theta_i}$ , и матрицу  $D(\theta_0)$  с элементами  $\frac{\partial^2 \Lambda(\vec{\theta}_0)}{\partial \theta_i \partial \theta_k}$ , то в матричном виде уравнения (4) будут выглядеть так:

$$\frac{\partial \Lambda(\vec{\theta}_0)}{\partial \theta} + D(\theta_0)(\vec{\theta} - \vec{\theta}_0) \cong 0. \tag{6}$$

Решение уравнения (6), которое дает оптимальную оценку углов прихода лучей, может быть записано как

$$\vec{\theta} \cong \vec{\theta}_0 + D^{-1}(\theta_0) \frac{\partial \Lambda(\vec{\theta}_0)}{\partial \theta}. \tag{7}$$

где  $D^{-1}(\theta_0)$  – матрица, обратная матрице  $D(\theta_0)$ .

Операции над поступающими на входы вычислителя напряжениями (см. рис. 2) выполняются в соответствии с (7), в результате чего на выходах этого блока формируются оценки углов прихода лучей.

Структура реального измерителя углов прихода лучей требует отдельного рассмотрения. Отметим лишь, что в таком устройстве при использовании свойств широкополосных пилот-сигналов на каждом элементе антенных решеток должно осуществляться разделение лучей, имеющих различное запаздывание. Затем фазы лучей с одинаковым запаздыванием, выделенных на разных элементах АР, нужно сравнить, так как именно в разности их фаз и заключена информация об азимуте угла прихода луча, пришедшего с данным запаздыванием.

**Потенциальная точность оценок углов прихода лучей.** Для вычисления элементов  $R_{i,k}$  информационной матрицы  $R(L, M, N, \Delta f)$  размерности  $L \times L$  используются формулы, приведенные в [3] и [4]:

$$\begin{cases} R_{ii} = \frac{1}{N_0} \sum_{m=1}^M \int_0^T \left[ \frac{\partial S_{1m}(t, \vec{\theta})}{\partial \theta_i} \right]^2 dt + \sum_{i=1}^M \int_0^T \left[ \frac{\partial S_{2m}(t, \vec{\theta})}{\partial \theta_i} \right]^2 dt; \\ R_{ip} = \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^M \int_0^T \left[ \frac{\partial S_{1m}(t, \vec{\theta})}{\partial \theta_i} \right] \left[ \frac{\partial S_{1m}(t, \vec{\theta})}{\partial \theta_p} \right] dt + \\ + \sum_{i=1}^M \int_0^T \left[ \frac{\partial S_{2m}(t, \vec{\theta})}{\partial \theta_i} \right] \left[ \frac{\partial S_{2m}(t, \vec{\theta})}{\partial \theta_p} \right] dt. \end{cases} \tag{8}$$

Решая (8), получим

$$R_{ii} = \rho_i G, \quad R_{ip} = \sqrt{\rho_i \rho_p} (C_{ip} + S_{ip}) \cos(\theta_i - \theta_p), \tag{9}$$

где  $\rho_i = A^2_l TN / 2N_0$  – отношение энергии сигнала, пришедшего по  $l$ -му лучу на один из элементов АР к спектральной мощности гауссовского шума;  $G(M) = 2 \sum_{m=1}^{2M} (M + 0,5 - m)^2$ , а  $C_{ip}$  и  $S_{ip}$  определяются по формулам

$$\begin{aligned} C_{ip} &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{2M} \{ (M + 0,5 - m)^2 \cos[(\varphi_i - \varphi_p) + \\ &+ (l - p) \frac{\pi(n-1)}{(N-1)} \Delta f \Delta \tau + k(M + 0,5 - m)(\cos \theta_i - \cos \theta_p) \}]; \\ S_{ip} &= \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^{2M} \{ (M + 0,5 - m)^2 \cos[(\varphi_i - \varphi_p) + \\ &+ (l - p) \frac{\pi(n-1)}{(N-1)} \Delta f \Delta \tau + k(M + 0,5 - m)(\sin \theta_i - \sin \theta_p) \}]. \end{aligned}$$

Отметим, что матрица  $R$ , элементы которой определены формулами (9), может быть представлена в виде  $R = E_\rho H E_\rho$ , где  $E_\rho$  – диагональная матрица, у которой диагональные элементы равны  $E_{ii} = \sqrt{G(M)} \rho_i$ , а элементы матрицы  $H$  равны

$$H_{ii} = 1, \quad H_{ip} = (C_{ip} + S_{ip}) \cos(\theta_i - \theta_p) / G(M).$$

Среднеквадратические значения ошибок  $\sigma_i^2$  оценки углов прихода равны [3, 4] диагональным элементам матрицы, обратной к матрице  $R$ . Обозначим элементы матрицы  $H^{-1}$ , обратной матрице  $H$ , как  $\hat{H}_{ip}$ , а элементы матрицы  $R^{-1}$  как  $\hat{R}_{ip}$ . А поскольку  $R^{-1} = E_\rho^{-1} H^{-1} E_\rho$ , диагональные элементы матрицы  $R^{-1}$  ( $\sigma_i^2$ ) можно определить по формуле

$$\sigma_i^2 = \hat{H}_{ii} / G(M) \rho_i. \tag{10}$$

Если в место приема сигналов приходит один луч, то  $\hat{H}_{ii} = 1$ , если несколько – то всегда  $\hat{H}_{ii} \geq 1$ . Величина  $\hat{H}_{ii}$  зависит от разности углов прихода разных лучей в место приема, от количества элементов АР и ее размеров, а также от числа пилот-сигналов  $N$  и частотного разнеса  $\Delta f$  между ними. Если параметры измерительной системы выбраны так, что  $\hat{H}_{ii} \approx 1$ , то (10) приобретает вид  $\sigma_i^2 = 1 / G(M) \rho_i$ , откуда следует, что коэффициент  $G(M)$  определяет энергетический выигрыш, получаемый измерительной системой за счет применения АР с большим числом элементов. В таблице приведены данные (в децибелах) о выигрыше, равном  $10 \lg G(M)$ .

$M$	1	2	3	4	5
$10 \lg G(M)$ , дБ	0	10	15,4	19,2	22,2

Этот выигрыш образуется, во-первых, за счет возрастания с увеличением числа элементов АР энергии принимаемого сигнала; во-вторых, за счет того, что разность фаз между напряжениями, наводимыми электромагнитным полем каждого из принимаемых лучей на разных элементах АР-1 и АР-2, линейно растет с увеличением числа элементов АР.

Коэффициенты  $\gamma_{ii}(L, M, N, \Delta f) = 10 \lg \hat{H}_{ii}$  показывают, на сколько децибел необходимо увеличить мощность принимаемого сигнала, чтобы точность оценки угла прихода  $l$ -го луча в многолучевом канале была такой же, как в случае, когда принимается только этот луч, а остальные отсутствуют. Рациональный выбор параметров  $M, N$  и  $\Delta f$  системы измерения углов прихода лучей должен минимизировать энергетические потери ( $\gamma_{ii}(L, M, N, \Delta f) \cong 0$ ).

**Анализ результатов.** Приведенные ниже расчеты выполнены для АР, в которых расстояние между элементами выбрано из условия  $d/\lambda = 0,5$ . На рис. 4 показана зависимость энергетических потерь в системе измерения углов прихода лучей в двухлучевом канале ( $L=2$ ) от разности углов прихода лучей в случае, когда пилот-сигнал представляет собой лишь одно гармоническое колебание ( $N=1$ ), а АР содержит 4 ( $M=1$ ), 8 ( $M=2$ ), 12 ( $M=3$ ), 16 ( $M=4$ ), 20 ( $M=5$ ) и 28 ( $M=7$ ) элементов.

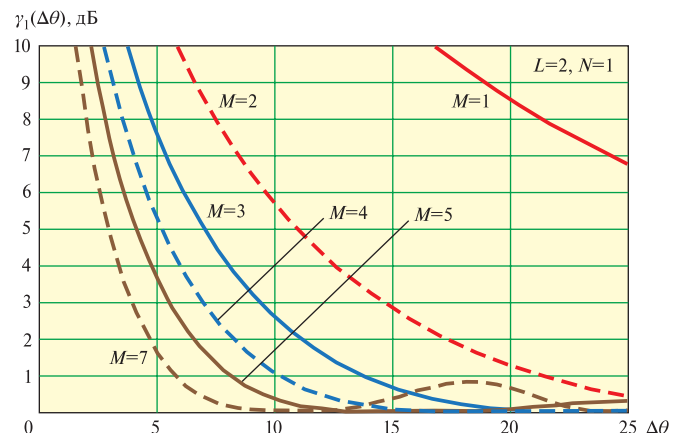


Рис. 4

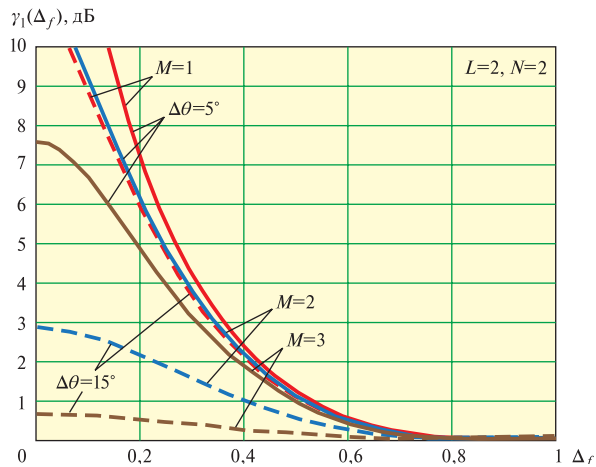


Рис. 5

В данном случае разделение лучей с целью измерения углов их прихода осуществляется только за счет пространственной избирательности АР. Из графиков видно, что точное измерение углов прихода лучей с малыми энергетическими потерями (менее 1 дБ) при незначительной ( $\Delta\theta \gg 5 \dots 15^\circ$ ) разности их углов прихода требует применения сложных АР, состоящих более чем из 16 элементов. Для уменьшения необходимого числа элементов в АР целесообразно увеличить число гармонических колебаний в составе пилот-сигнала, выбрав соответствующим образом частотный разнос между ними.

На рис. 5 приведены зависимости энергетических потерь в устройстве измерения углов прихода двух лучей ( $L$ ) в место приема от нормированного разноса, равного  $\Delta\hat{f} = \Delta f \Delta\tau$ , между двумя частотами, входящими в состав пилот-сигнала ( $N=2$ ). Кривые построены для двух значений разности углов прихода лучей:  $5^\circ$  (сплошные кривые) и  $15^\circ$  (пунктирные кривые) и для АР разной сложности, содержащих 4 ( $M=1$ ), 8 ( $M=2$ ) и 12 ( $M=3$ ) элементов.

Анализ рис. 5 показывает, что при небольших значениях частотного разноса ( $\Delta\hat{f} \leq 0,3$ ) ширина полосы частот, занимаемой пилот-сигналом, недостаточна для эффективного разделения лучей и поэтому осуществляется в основном только пространственное разделение лучей. Поскольку с увеличением числа элементов АР растет ее пространственная избирательность, энергетические потери оказываются меньшими для больших значений  $M$ . С увеличением  $\Delta\hat{f}$  появляется возможность разделения лучей по времени их прихода, и при  $\Delta\hat{f} \geq 0,6$  энергетические потери становятся незначительными даже при применении простой АР с четырьмя элементами.

Таким образом, увеличение полосы частот, занимаемой пилот-сигналом, позволяет достаточно точно измерять углы прихода лучей при использовании АР с небольшим числом элементов. Данное положение может быть проиллюстрировано также зависимостями  $\gamma(\hat{F})$  (где  $\hat{F} = F\Delta\tau$  — нормированная полоса частот, занимаемая пилот-сигналом), приведенными на рис. 6: для 5-лучевого канала ( $L=5$ ) представлены кривые  $\gamma(\hat{F})$ , построенные для АР с 4 ( $M=1$  — коричневого цвета) и 8 ( $M=2$  — красного цвета) элементами. Углы прихода лучей, которые необходимо измерить, составляют  $\pm 5^\circ$ ,  $\pm 10^\circ$  и  $\pm 25^\circ$ .

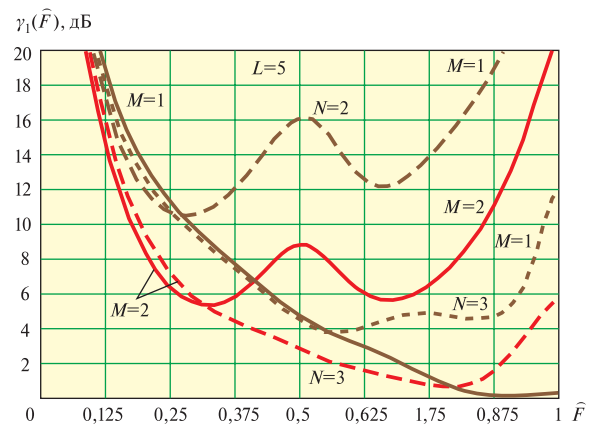


Рис. 6

Полное разделение лучей по времени их прихода за счет обработки принимаемого широкополосного пилот-сигнала возможно только в случае, если число входящих в него гармонических колебаний превысит число приходящих в место приема лучей ( $N > L$ ). Как видно из рис. 6, при  $N=2$  энергетические потери из-за неполного разделения лучей весьма велики: больше 10 дБ при  $M=1$  и 5 дБ при  $M=8$ . С увеличением  $N$  до 3 потери снижаются: до немногим более 4 дБ при  $M=1$  и менее 1 дБ при  $M=2$ . При  $N=5$  для  $\hat{F} = 1$  лучи могут быть полностью разделены по времени прихода, поэтому даже для достаточно простой (4-элементной) АР энергетические потери отсутствуют.

**Заключение.** Исследован метод измерения углов прихода лучей при приеме сигналов в многолучевом канале связи. Предполагалось, что для измерений передается широкополосный пилот-сигнал, содержащий  $N$  гармонических колебаний, а на приеме применяется антенная решетка. Полученные результаты позволяют определить оптимальную структуру устройства измерения углов прихода лучей в место приема и потенциальную точность оценок значений этих углов.

Полученные соотношения при разных условиях приема (число принимаемых лучей, их углы прихода и взаимные запаздывания) позволяют найти необходимое число элементов АР для достижения высокой точности измерений, а также число гармонических колебаний, входящих в состав пилот-сигнала, и ширину полосы частот, которую он должен занимать в эфире.

*Автор признателен профессору М.С. Немировскому за полезные обсуждения данной работы.*

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970.
2. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. — М.: Госэнергоиздат, 1956.
3. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала. — М.: Сов. радио, 1970.
4. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1. Пер. с англ. под ред. В.И. Тихонова. — М.: Сов. радио, 1972.

Получено 06.10.10